3/11

Basis-schakelingen met transistoren

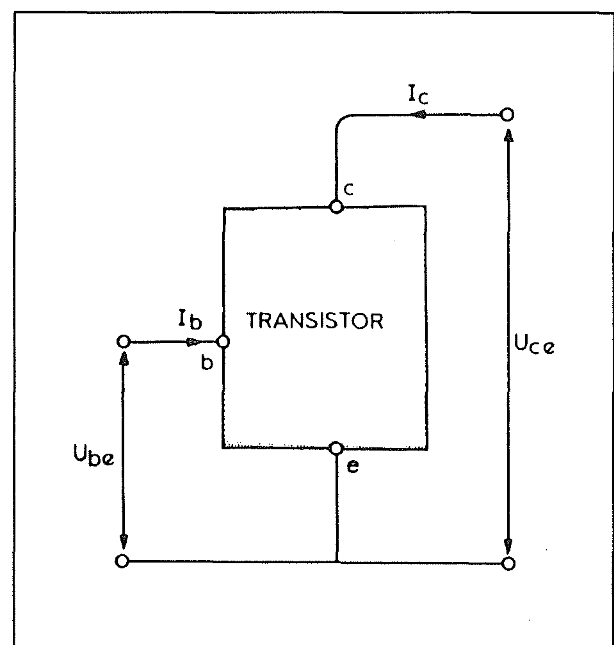
Inhoud

3/11.1

De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

Opmerking vooraf

In dit hoofdstuk en trouwens ook in alle hoofdstukken tot en met hoofdstuk 3/11.7 worden eigenschappen van en schakelingen met ***bipolaire*** transistoren besproken. Dat zijn dus de bekende NPN- of PNP-halfgeleiders die een basis, een emitter en een collector hebben. De eigenschappen van en schakelingen met veldeffect transistoren, kortweg FET's genoemd, worden afzonderlijk besproken in hoofdstuk 3/11.8. Hoewel het dus theoretisch correct zou zijn om iedere keer te spreken over "bipolaire transistor" in plaats van "transistor" zal dit (het is zo'n mondvol!) in de tekst niet gebeuren.



Figuur 3/11.1-1: Een transistortrap voorgesteld als "zwart doosje", met één ingang en één uitgang.

De karakteristieken van een transistor

Inleiding

Een normale transistortrap kan, volgens het schema van figuur 3/11.1-1, worden voorgesteld door een "zwart doosje" met een ingang en een uitgang. De ingang wordt gestuurd met een basisstroom I_b, waardoor er tussen de ingang en de massa een ingangsspanning U_{be} ontstaat. De ingangsstroom vloeit naar de transistor.

De ingangsstroom heeft tot gevolg dat er ook een collectorstroom I_c gaat vloeien. Ook deze uitgangsstroom vloeit naar de transistor. Het gevolg is dat er tussen de collector en de emitter een uitgangsspanning ontstaat, die men U_{ce} noemt.

Afspraken

Bij het benoemen van spanningen in dit soort schema's wordt van de volgende afspraak uitgegaan. Een spanning moet

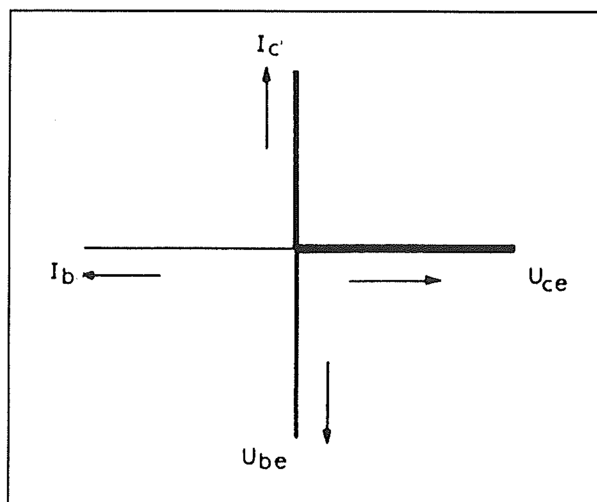
11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

steeds gemeten worden tussen twee punten. Bovendien maakt het uit welk punt men als referentie beschouwt. Dit punt wordt met de "MASSA" of de "COMMON" van de meter verbonden. Men moet dus aangegeven welk punt het meetpunt en welk punt de referentie is. Als men het heeft over de spanning U_{ce}, dan duidt de eerste kleine letter $_c$ het meetpunt aan en de tweede kleine letter $_e$ de referentie. In dit geval wordt dus de collectorspanning gemeten en de emitterspanning verbonden met de "COMMON" van de meter. Een tweede afspraak is de manier waarop men de karakteristieken benoemd. Een van de karakteristieken, zo zal dadelijk blijken, geeft het verband tussen de collectorstroom I_c en de collector/emitterspanning U_{ce}.
Men spreekt dan van de:
$I_c = f(U_{ce})$-karakteristiek
die het verloop van de collectorstroom geeft *in functie van* de collector/emitterspanning.

Niet lineair gedrag
Tussen de vier gedefinieerde grootheden I_b, U_{be}, I_c en U_{ce} bestaan bepaalde relaties. Een verandering van de ene grootheid heeft onmiddellijk veranderingen van minstens één andere grootheid tot gevolg. Bovendien is een transistor een niet lineair element. Het verband tussen spanning en stroom voldoet niet aan de wet van Ohm. Toch is het zeer belangrijk om de onderlinge relatie tussen de beschreven grootheden te kennen. Aan de hand van die wetenschap kan men immers de transistortrap berekenen, hetgeen wil zeggen dat men de basis-, collector- en eventueel emitterweerstanden kan berekenen om een bepaalde stroom en een bepaalde spanning aan de uitgang te verkrijgen.

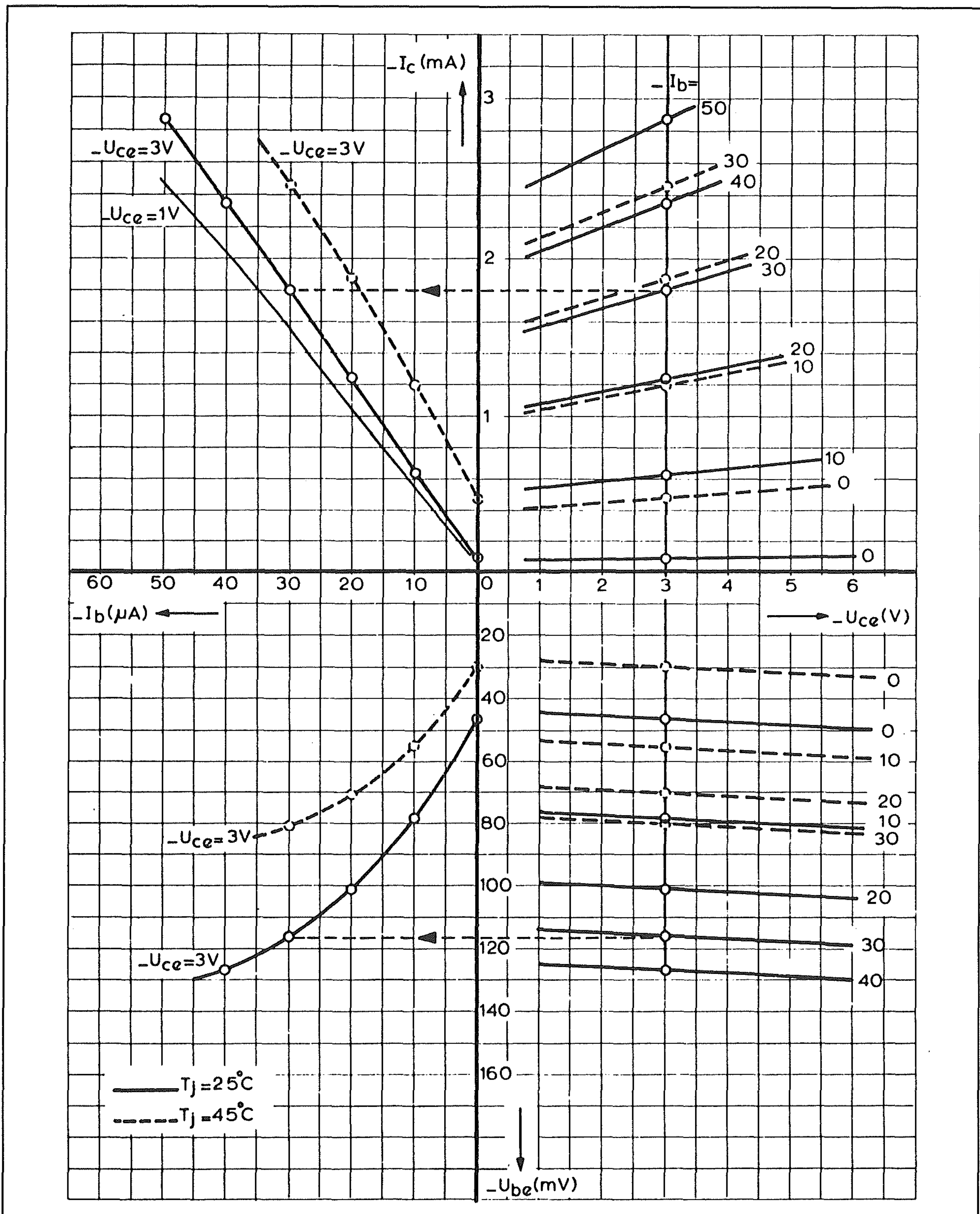
Karakteristieken
Het niet lineaire gedrag van een transistor kan uitstekend in een paar wiskundige formules beschreven worden. Die formules zijn echter zeer ingewikkeld en vandaar alleen maar bruikbaar om studenten lastig mee te vallen.
Bij het ontwerpen van transistorschakelingen heeft men er echter niets aan. Vandaar dat de wiskundige formules steeds worden vertaald naar grafieken. Iedere grafiek geeft op een grafische manier het verband weer tussen twee van de vier besproken grootheden. Dit noemt men de karakteristieken van de bipolaire transistor.
De vier karakteristieken geven:
- het verband tussen U_{be} en I_b;
- het verband tussen I_b en I_c;
- het verband tussen I_c en U_{ce};
- het verband tussen U_{ce} en U_{be}.

De vier karakteristieken hebben dus assen gemeen. Vandaar dat de karakteristieken niet afzonderlijke moeten worden getekend, maar kunnen ondergebracht in het assenkruis van figuur 3/11.1-2.



Figuur 3/11.1-2: Het assenkruis of -stelsel, waarin de vier karakteristieken van een transistor kunnen worden samengevat.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor



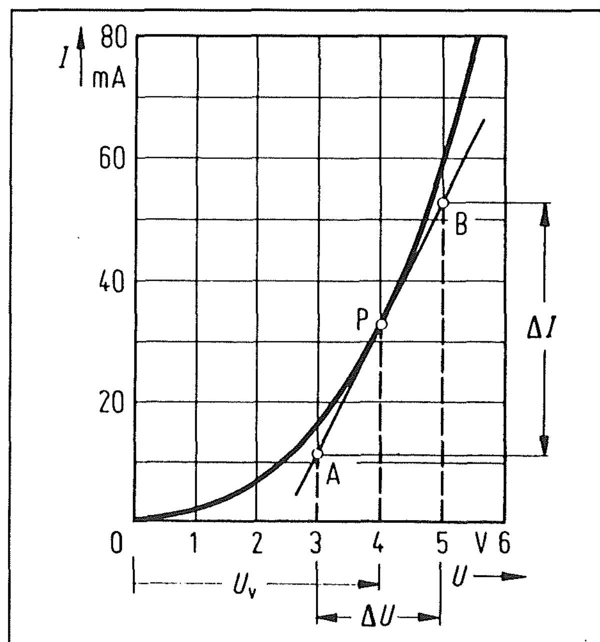
Figuur 3/11.1-3: De karakteristieken van een standaard PNP-transistor.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

In de figuur staat aangegeven welke assen gebruikt worden voor het definiëren van welke grootheden. Dit is een standaard indeling, die door iedere transistorfabrikant wordt gevolgd.

De karakteristieken-bundels
In figuur 3/11.1-3 zijn als voorbeeld de karakteristieken van een bepaalde standaard PNP-transistor getekend.
Hieruit blijkt dat iedere karakteristiek uit meer dan een curve bestaat.
In de $I_c = f(U_{ce})$-karakteristiek zijn bijvoorbeeld vijf curves getekend. Iedere curve komt overeen met een bepaalde basisstroom I_b. Deze beïnvloeding van de twee uitgangsgrootheden I_c en U_{ce} door de ingangsgrootheid I_b wordt veroorzaakt door interne terugkoppelingen in de transistor. Dat is een gevolg van ingewikkelde natuurkundige verschijnselen in het halfgeleiderkristal, waarvan de verklaring heel diep in de vaste-stof fysica verborgen zit en ver buiten de opzet van dit hoofdstuk ligt.

Het gebruiken van de karakteristieken voor het bepalen van weerstanden
Tot de belangrijkste eigenschappen van iedere transistor behoren zonder meer de ingangs- en de uitgangsweerstand. Deze worden respectievelijk R_{be} en R_{ce} genoemd. Nu is het zo dat dit geen constante weerstanden zijn. Dat is een rechtstreeks gevolg van de niet lineaire karakteristieken van een transistor. Men kan dus niet spreken van dé ingangsweerstand, maar van de ingangsweerstand bij een bepaalde in- of uitgangsstroom. Men kan deze weerstanden niet zonder meer met een universeelmeter meten.
Bovendien is men niet erg geïnteresseerd in de weerstandswaarden als men de transistor stuurt met een gelijkstroom. In de praktijk moet de halfgeleider immers wisselspanningen versterken. Het gevolg is dat er wisselstromen door de transistor vloeien. De interessante waarden van de weerstanden zijn nu net deze, die ontstaan als er wisselstromen door de transistor vloeien. Een wisselstroom is op te vatten als een schommeling rond een gemiddelde waarde. De stroom neemt eerst af en daarna weer toe. Dat is een ***dynamisch*** verschijnsel, in tegenstelling tot het vloeien van een constante gelijkstroom dat een ***statisch*** verschijnsel is. Vandaar dat men de gezochte weerstanden dynamische weerstanden noemt. Deze worden voorgesteld door de symbolen r_{be} en r_{ce}. De kleine letters r duiden er op dat dit weerstanden zijn die gemeten kunnen worden als de transistor wisselstromen verwerkt. De weerstanden die optreden bij een constante gelijkstroom noemt men de statische weerstanden.



Figuur 3/11.1-4: Het bepalen van de inwendige dynamische weerstanden van de transistor aan de hand van de karakteristieken.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

Het is niet zo gemakkelijk om de dynamische weerstanden experimenteel te bepalen. Maar als men de karakteristieken van de transistor heeft opgesteld, kan men op een heel eenvoudige grafische manier deze weerstanden voor ieder punt van de karakteristiek bepalen. Hoe dat gebeurt is geschetst in figuur 3/11.1-4.
In deze grafiek is het verband getekend tussen de spanning U over een weerstand en de stroom I die door de weerstand vloeit. Zoals blijkt uit de grafiek is dit verband niet lineair. Nu weet men uit de wet van Ohm dat het verband tussen spanning en stroom overeen komt met de weerstand. Het verloop van de grafiek geeft dus in feite het verloop weer van de weerstand!
Stel dat men de dynamische weerstand wil bepalen in het punt P, als de gemiddelde spanning over de weerstand (U_v) gelijk is aan 4 V.

- Men trekt als eerste handeling de raaklijn aan de grafiek in het punt P. Dat is een lijn die de curve alleen in het punt P raakt en verder nergens. Deze lijn is aangegeven met AB.
- Vervolgens neemt men een klein spanningsverschil (in dit geval 1 V) en trekt dit af respectievelijk telt het op bij de spanning in punt P. In het voorbeeld krijgt men dus spanningen van 3 V en van 5 V. Dit spanningsbereik van 3 V tot 5 V noemt men, als gevolg van een wiskundige afspraak, ΔV. Dit wordt uitgesproken als "delta-V" en hiermee wordt in het algemeen een klein spanningsverschil aangegeven.
- Dit spanningsverschil ΔV komt overeen met een bepaald stroomverschil ΔI. Dit kan men uit de grafiek aflezen door de snijpunten te bepalen van de vertikale lijnen bij 3 V en bij 5 V met de raaklijn. Dat zijn de punten A en B. Uit deze punten trekt men horizontale lijnen naar de stroom-as, leest de stromen af en berekent ΔI als het verschil tussen de stroom in punt B en de stroom in punt A.

Als de spanning over de weerstand met een bedrag ΔV varieert, zal de stroom door de weerstand met een bedrag ΔI variëren. Door deze spanning te delen door de stroom krijgt men, geheel volgens de wet van Ohm, de dynamische weerstand voor het instelpunt P:

$r = \Delta U / \Delta I$

De statische weerstand voor elk punt van de grafiek is natuurlijk te berekenen door de spanning die met dit punt overeen komt te delen door de stroom bij dat punt:

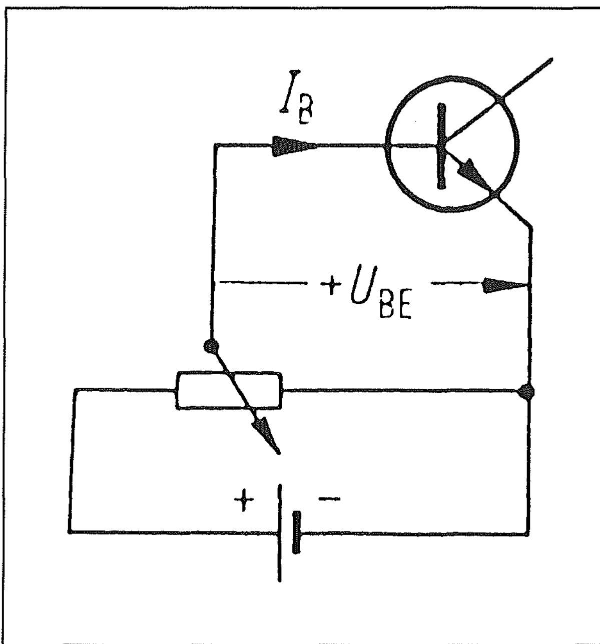
$R = U/I$

Op deze manier kan men uit de karakteristieken van een transistor de statische en dynamische ingangs- en uitgangsweerstanden bepalen.

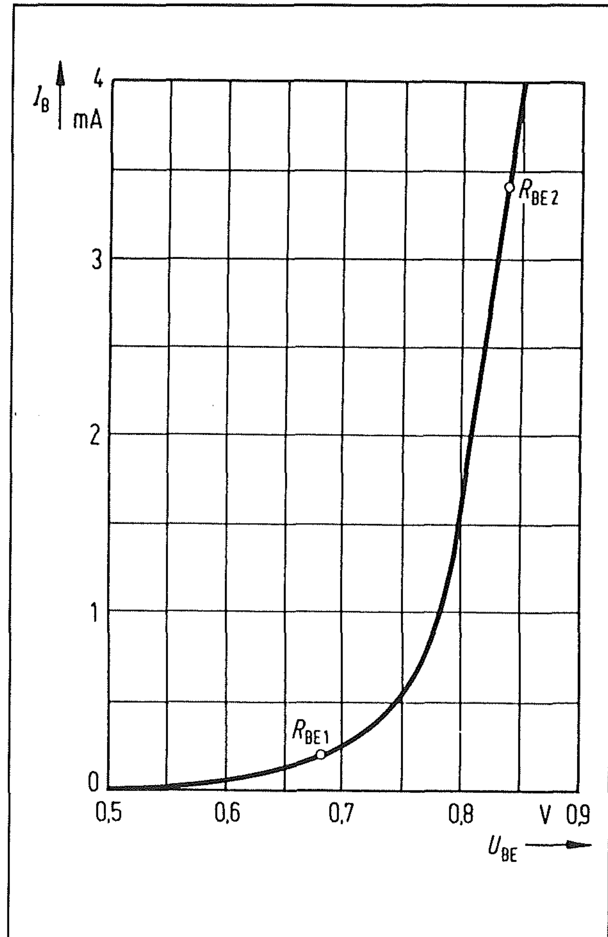
De $I_b = f(U_{be})$-karakteristiek
Deze karakteristiek, die de ***ingangskarakteristiek*** wordt genoemd, kan opgesteld worden aan de hand van de meetopstelling van figuur 3/11.1-5.
Over een batterijtje wordt een potentiometer geschakeld. Op de loper kan dus een regelbare spanning worden afgetakt. Deze spanning wordt gemeten en aangesloten tussen de basis en de emitter en vormt dus de U_{be} van de transistor. De stroom I_b die in de basis vloeit kan men een ampèremeter worden gemeten.
De meting gaat als volgt. Men stelt de spanning in op bijvoorbeeld 0,1 V. Men meet de bijbehorende basisstroom. Vervolgens laat men de spanning in stappen

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

van 0,1 V stijgen en meet steeds de stroom. Op een bepaald moment zal men merken dat de basisstroom flink gaat stijgen. Men moet dan natuurlijk de meting stop zetten, omdat anders de transistor beschadigd wordt.



Figuur 3/11.1-5: De meetopstelling voor het opstellen van de ingangskarakteristiek.



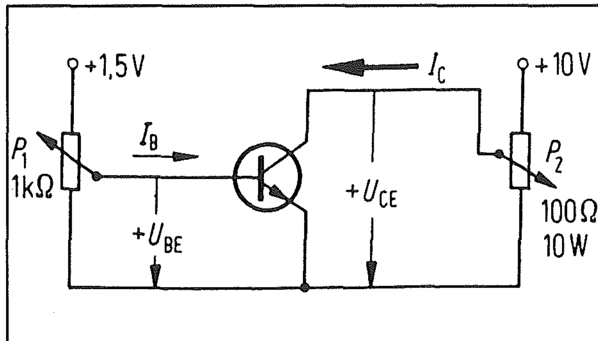
Figuur 3/11.1-6: De ingangskarakteristiek van een transistor.

Men heeft nu een aantal meet-paren die ieder bestaan uit een spanning en een stroom. Deze kan men in grafiek uitzetten. Het gevolg zal er ongeveer uitzien als getekend in figuur 3/11.1-6.
Uit de ingangskarakteristiek kan men, op de beschreven raaklijn-manier, de dynamische ingangsweerstand r_{be} van de transistor in verschillende punten bepalen. De meeste transistoren hebben dynamische weerstanden die variëren tussen 50 Ω en 50 kΩ. Men kan dus rustig stellen dat een transistor een kleine weerstand te bieden heeft aan de te versterken signaalspanning.

Vandaar dat men zegt dat een transistor met wisselstroom gestuurd moet worden en niet met wisselspanning.

De $I_c = f(I_b)$-karakteristiek
Deze karakteristiek, die men de ***stuurkarakteristiek*** noemt, is een zeer belangrijke curve, omdat hieruit de statische en dynamische stroomversterkingen afgeleid kunnen worden. De verhouding tussen I_b en I_c bepaalt immers een versterking van de eenheid stroom!
Voor het opstellen van de stuurkarakteristiek maakt men gebruik van de meetopstelling van figuur 3/11.1-7.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor



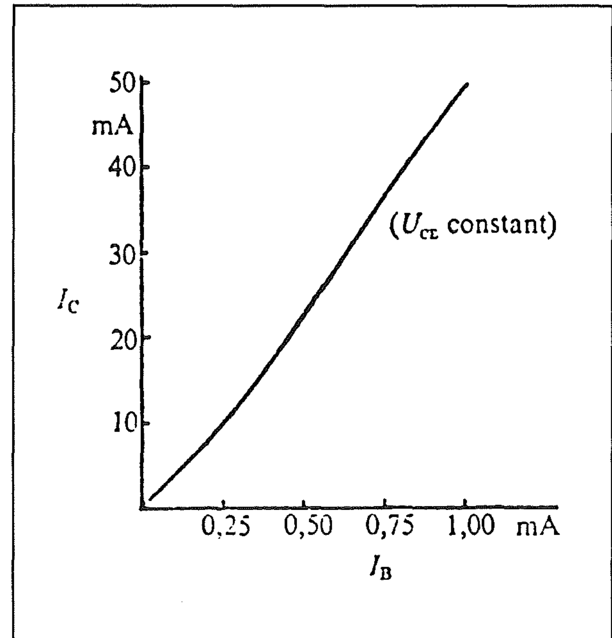
Figuur 3/11.1-7: De meetopstelling voor het bepalen van de stuurkarakteristiek van een transistor.

Tussen de basis en de emitter wordt een instelbare spanningsbron aangesloten, voorgesteld door de potentiometer P1 die aangesloten is op een batterij. Hetzelfde geldt voor de collector/emitterkring. Bij het meten van deze grafiek is het namelijk zeer belangrijk dat dit gebeurt bij een constante collector/emitterspanning! Zowel de basis- als de collectorstromen worden gemeten.

Men begint de meting met de potentiometer P1 zo in te stellen dat er een bepaalde stroom, stel 10 µA, in de basis vloeit. Men verdraait vervolgens P2 tot de spanning tussen collector en emitter gelijk is aan de waarde waarbij men de karakteristiek wil opstellen. Nu meet men de collectorstroom. Deze stappen herhaalt men voor verschillende waarden van de basisstroom. Iedere keer moet men de U_{ce} tot de constante waarde bij regelen.

Men kan nu op de reeds bij de ingangskarakteristiek beschreven manier de meetparen omzetten in een grafiek. Het resultaat zal er uitzien zoals voorgesteld in figuur 3/11.1-8.

De curve verloopt niet geheel lineair, waaruit men kan afleiden dat ook de stroomversterking van een transistor geen constante waarde heeft.



Figuur 3/11.1-8: Een voorbeeld van een stuurkarakteristiek van een transistor, gemeten bij een constante collector/emitterspanning.

De statische stroomversterking van de transistor wordt voorgesteld door B. Deze kan men bepalen door voor ieder punt van de curve de collectorstroom te delen door de basisstroom:

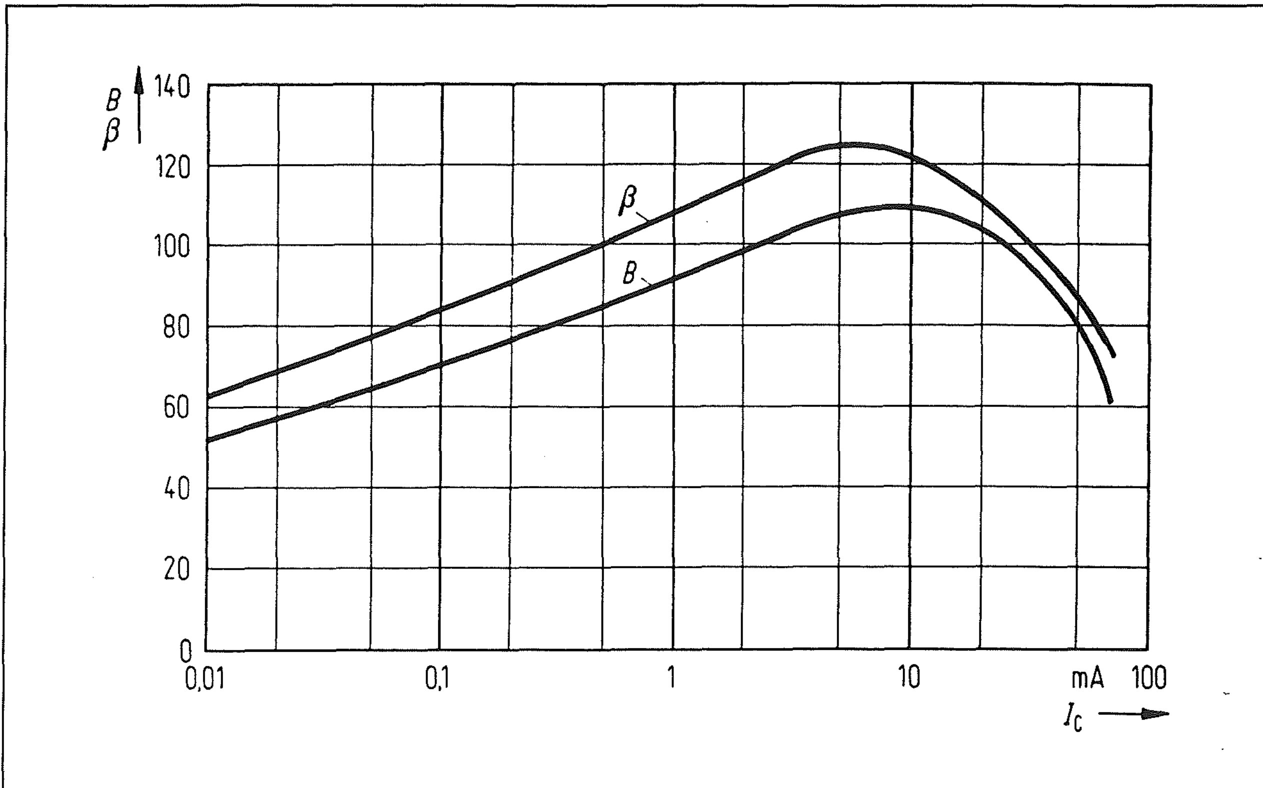
$$\mathbf{B = I_c/I_b}$$

De dynamische stroomversterking kan men op de reeds beschreven raaklijnmethode bepalen. Deze stroomversterking wordt β genoemd. Dit is een Griekse letter die als "bèta" wordt uitgesproken. Het zal duidelijk zijn dat deze stroomversterking wordt uitgedrukt door de formule:

$$\beta = \Delta \mathbf{I_c} / \Delta \mathbf{I_b}$$

Het is van belang het verloop van beide stroomversterkingen in functie van de collectorstroom op te stellen.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

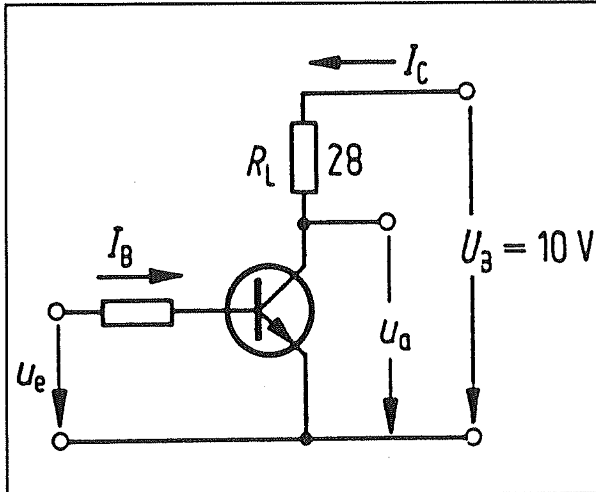


Figuur 3/11.1-9: Het verband tussen de statische en dynamische stroomversterkingen en de collectorstroom.

In de meeste gevallen ziet deze karakteristiek er uit zoals getekend in figuur 3/11.1-9.
Let er op dat de stroom-as niet lineair is ingedeeld, maar logaritmisch. Uit deze grafiek kan men vaststellen dat de versterkingsfactoren B en β het grootst zijn voor stromen rond tien mA. Voor kleine stromen kan de waarde van de versterking tot meer dan de helft van de maximale waarde dalen. Datzelfde geldt in nog grotere mate voor grote stromen. Bij een collectorstroom van 5 A kan de stroomversterking van een transistor gedaald zijn tot minder dan tien! Vandaar dat transistoren, die flinke collectorstromen moeten verwerken (voedingen en eindtrappen) vrijwel nooit in hun eentje staan. Voor de eigenlijke eindtransistoren staan drivertransistoren, die flinke basisstromen in de eindtrap kunnen pompen. Deze grote basisstromen zijn uiteraard noodzakelijk vanwege de kleine stroomversterking bij grote collectorstromen.
Het niet constant zijn van de stroomversterking van een transistor is een eigenschap waar nuttig gebruik van wordt gemaakt. Een van de typische toepassing van deze eigenschap is de automatische sterkteregeling in MF-versterkers van radio's.

De $I_c = f(U_{ce})$-karakteristiek
Deze karakteristiek wordt de ***uitgangskarakteristiek*** van de halfgeleider genoemd. Ook dat is een zeer belangrijke karakteristiek, omdat deze wordt gebruikt voor het instellen van een transistortrap. In hoofdstuk 3/11.2 wordt hier verder op ingegaan.
De uitgangskarakteristiek wordt gemeten met de meetschakeling van figuur 3/11.1-10.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

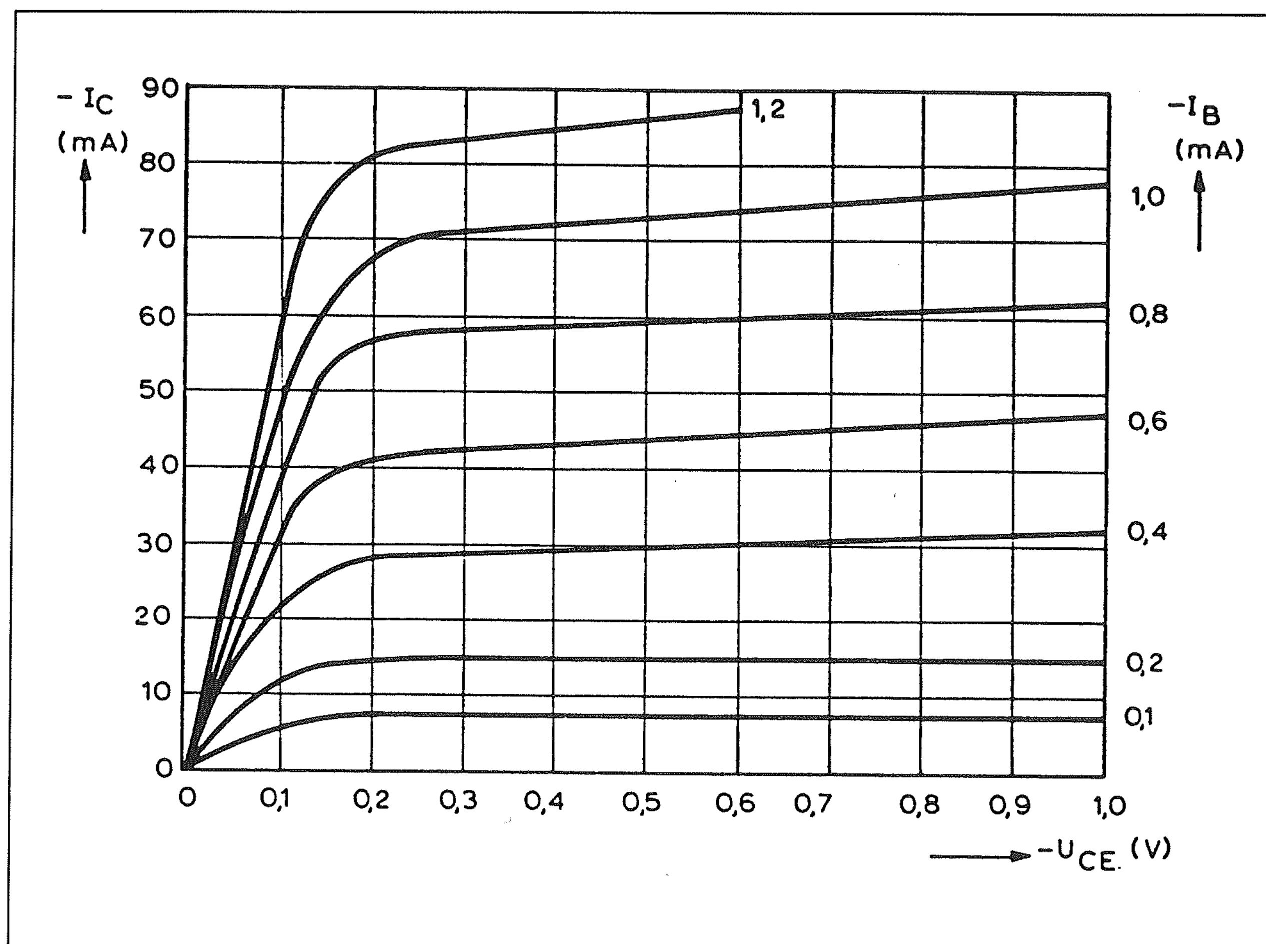


Figuur 3/11.1-10: Het meten van de uitgangskarakteristiek van een transistor.

Omdat de uitgangskarakteristiek in hoge mate afhankelijk is van de basisstroom, moet men in ieder geval een aantal karakteristieken opmeten, ieder bij een bepaalde constante basisstroom.
Vandaar dat de basis via een voorschakelweerstand wordt aangesloten op een regelbare voeding. Hetzelfde gebeurt met de collector. In de basis en de collector worden stroommeters opgenomen. Over de collector/emitter wordt een spanningsmeter geschakeld. Men verdraait nu de voeding aan de ingang tot de basisstroom de gewenste waarde heeft bereikt. Vervolgens verdraait men de voeding aan de uitgang tot de collector/emitterspanning gelijk is aan 0,1 V. Deze waarde wordt genoteerd, evenals de daarbij horende collectorstroom. Men herhaalt nu de meting voor een U_{ce} van 0,2 V. Uiteraard de basisstroom op de constante waarde houden! Men herhaalt deze metingen per 100 mV tot men merkt dat de collectorstroom niet erg stijgt. Men kan dan nog enige punten meten met verder uit elkaar liggende U_{ce}'s, bijvoorbeeld om de volt.
Vervolgens worden de metingen herhaald met een andere constante basisstroom. In totaal kan men bijvoorbeeld een achttal curves opmeten, bij basisstromen van 0,1 mA, 0,2 mA, 0,4 mA, 0,6 mA, 0,8 mA, 1 mA, 1,2 mA en 1,4 mA. Het resultaat is geschetst in figuur 3/11.1-11.
Opmerkenswaard is dat de uitgangskarakteristiek van een bipolaire transistor veel gelijkenis vertoont met deze van een triode-buis, maar ook met deze van een FET. Vandaar dat het ontwerpen van versterkertrappen met bipolaire transistoren, buizen en FET's in grote lijnen op dezelfde manier gaat en de schakelingen in feite identiek zijn.
Uit de uitgangskarakteristiek kan men uiteraard de statische en dynamische uitgangsweerstand van de transistor op de reeds beschreven raaklijn-manier berekenen. Men zal dan vaststellen dat deze waarde sterk varieert in functie van de U_{ce} en wel tussen ongeveer 50 Ω en 50 kΩ. Het platte deel van de karakteristieken komt overeen met een vrijwel constante uitgangsweerstand.

De $U_{be} = f(U_{ce})$-karakteristiek
Deze karakteristiek, die men de ***reactiekarakteristiek*** noemt, is de minst belangrijke. In de meeste gevallen wordt deze niet eens gemeten. De grafiek is erg afhankelijk van de collectorstroom, zodat als men meet, men minstens tien curves moet meten voor tien verschillende constante collectorstromen. Het typische verloop van de karakteristiek is getekend in figuur 3/11.1-12.
Merk op dat de karakteristiek niet door de nul gaat als U_{ce} gelijk is aan nul! Men moet U_{ce} ompolen om de U_{be} nul te krijgen.
In de algemene karakteristieken, zoals getekend in figuur 3/11.1-3, wordt alleen het positieve deel van de grafiek weergegeven.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor



Figuur 3/11.1-11: De uitgangskarakteristiek van een typische transistor.

De parameters van een transistor

Inleiding

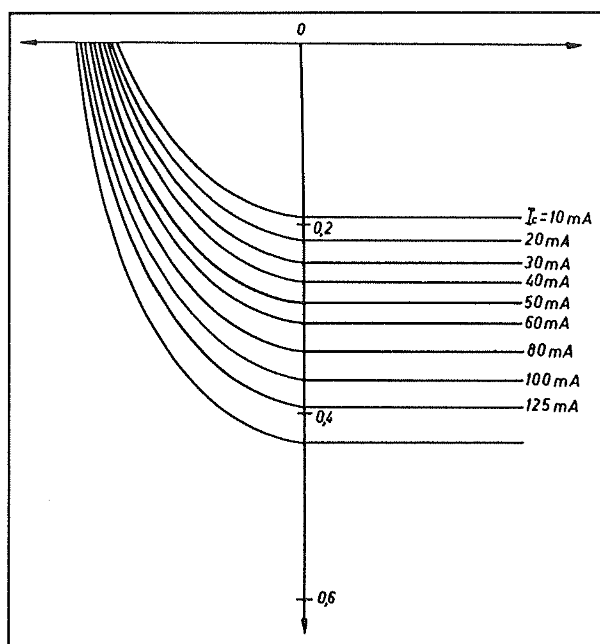
Bij het behandelen van de karakteristieken van een transistor zijn enige belangrijke eigenschappen aan de orde gekomen, zoals r_{be}, r_{ce} en β. Deze eigenschappen noemt men "de parameters" van de transistor. Er bestaat in de theorie van de elektronica grote behoefte om deze parameters op een gestandaardiseerde manier te definiëren. Dat gebeurt met behulp van de vierpool-theorie. Dat is een beetje een ingewikkelde theorie, maar er moet toch iets over uitgelegd worden, omdat de gestandaardiseerde parameters vaak genoemd worden als men data-bladen van transistoren onder ogen krijgt.

De transistortrap als vierpool

In de inleiding werd reeds gesteld dat een transistortrap als een soort "zwart doosje" kon worden voorgesteld, met in- en uitgangsgrootheden. Een dergelijke benadering van het verschijnsel transistortrap kan wiskundig worden vervolmaakt. Men spreekt dan van een transistortrap als "vierpool". Een blokje dat gestuurd wordt uit een ingangsgenerator met spanningsbron en inwendige weerstand en belast wordt met een belastingsweerstand. De

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

vierpool-theorie heeft nogal diepzinnige wiskundige achtergronden en het is niet de bedoeling hier erg diep op in te gaan. Wat men in ieder geval moet weten is dat de gegevens die uit de karakteristieken van een transistor kunnen worden afgeleid (dynamische weerstanden, versterkingen, etc) in de vierpool-voorstelling "genormaliseerd" zijn. Dat wil zeggen dat zij aan de algemene theorie worden aangepast en ook als dusdanig benoemd worden. Die gegevens noemt men de "parameters" van de transistor-vierpool.



Figuur 3/11.1-12: Het typische verloop van de reactiekarakteristiek van een transistor.

De betekenis van de vierpool-theorie

Het behandelen van elektronische schakelingen als vierpolen is een wiskundige theorie die niet alleen op scholen gebruikt wordt om studenten mee lastig te vallen! In de hedendaagse praktijk wordt vaak van deze theorie gebruikt gemaakt. Een van de voornaamste toepassingsgebieden is het ontwerpen van schakelingen met de computer. Er zijn tegenwoordig programma's, zoals "Spice", waarmee men een schakeling op het scherm kan tekenen. Nadien kent men aan ieder onderdeel een bepaalde waarde of typenummer toe. De computer heeft nu voldoende gegevens om de gehele schakeling volledig door te rekenen. Geeft men bijvoorbeeld opdracht om aan de ingang een sinusvormige wisselspanning van 100 mV met een frequentie van 1 kHz aan te leggen, dan zal het programma berekenen hoe deze signaalspanning door de schakeling verwerkt wordt.

De computer kan de ingewikkelde berekeningen, die daarvoor noodzakelijk zijn, alleen maar uitvoeren doordat alle onderdelen van het schema voorgeprogrammeerd zijn als vierpolen.

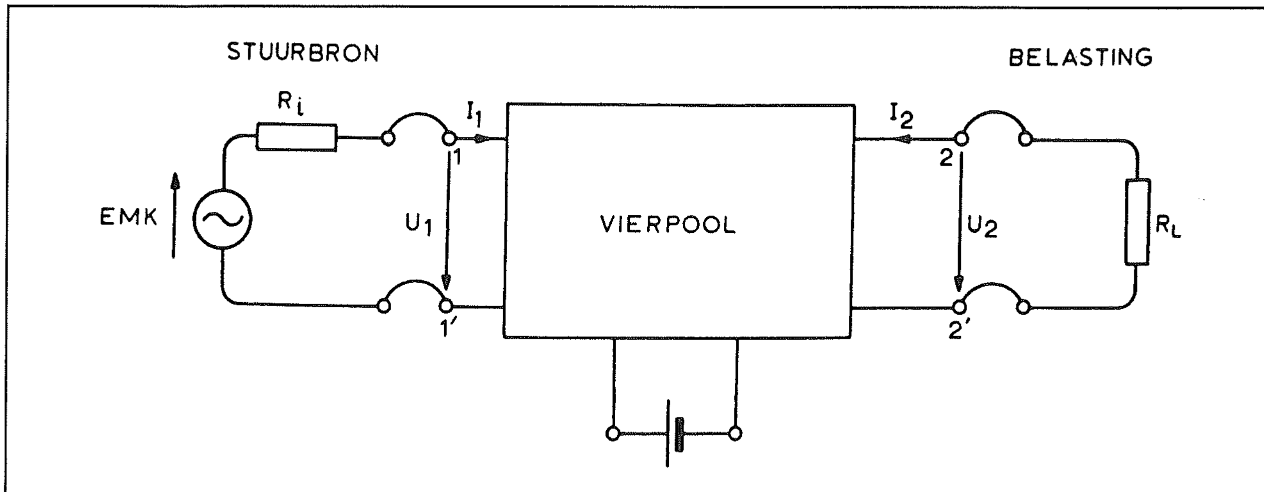
Voorstelling van de vierpool

In figuur 3/11.1-13 is het algemene vierpool-schema van een transistortrap getekend.

De ingang van de vierpool wordt gestuurd met een ingangsstroom i_1 en een ingangsspanning u_1. Deze signalen worden geleverd door een signaalbron, die een spanning EMK levert en een inwendige weerstand R_i heeft. De uitgang van de vierpool levert een spanning u_2 af, die in de belastingsweerstand R_L een uitgangsstroom i_2 genereert.

De vier grootheden zijn dynamische grootheden, hetgeen wil zeggen dat zij kleine spanning- en stroomveranderingen Δ voorstellen. Als men een van de parameters gelijk stelt aan nul, zoals bijvoorbeeld $i_1 = 0$, wil dit niet zeggen dat er geen ingangsstroom vloeit! Men wil alleen zeggen dat de ingangsstroom constant is en de Δ-waarde van de stroom gelijk is aan nul.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor



Figuur 3/11.1-13: Een transistortrap, weergegeven als vierpool.

De parameters van de vierpool
Tussen de vier genoemde grootheden, de in- en uitgangsstromen en -spanningen, kunnen nu een aantal verbanden worden gelegd. Die verbanden noemt men de parameters van de vierpool.
Als zo'n verband een spanning deelt door een stroom, dan zal het duidelijk zijn dat het verband een "weerstand" omschrijft, uitgedrukt in Ω. Als het verband een stroom deelt door een spanning, dan heeft men te maken met een "geleidbaarheid", uitgedrukt in S (van Siemens). Deelt het verband een spanning door een spanning of een stroom door een stroom, dan heeft men te maken met een verhouding van twee identieke grootheden, hetgeen wijst op een "versterking", zonder eenheid.
De parameters van de vierpool zijn dus gemengd, want zij definiëren zowel weerstanden, geleidbaarheden als versterkingen. Vandaar dat men deze parameters ***"hybriden"*** noemt en men ze voorstelt door de letter h.
Na de "h" volgen twee cijfers. Deze kunnen 1 of 2 zijn. Het zal duidelijk zijn dat "1" verwijst naar de ingang en "2" verwijst naar de uitgang.

De hybride-parameters zijn dynamische parameters. Zij beschrijven dus de verhouding van kleine spanning- en stroomveranderingen Δ.

De ingangsweerstand h_{11}
In de vierpool-theorie wordt de ingangsweerstand van een transistortrap gedefinieerd als de verhouding tussen de ingangsspanning u_1 en de ingangsstroom i_1, bij een constante uitgangsspanning. Men kan dus u_2 gelijk aan nul stellen (zie hoger).
Dus:

$$h_{11} = u_1/i_1 \; (u_2 = 0)$$

De eenheid van deze parameter is uiteraard de ohm.

De stroomversterking h_{21}
De stroomversterking van de transistortrap is de verhouding tussen de uitgangsstroom i_2 en de ingangsstroom i_1. Men meet deze parameter bij constante uitgangsspanning, dus met u_2 gelijk aan nul.
In formulevorm:

$$h_{21} = i_2/i_1 \; (u_2 = 0)$$

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

Deze hybride-parameter is gelijk aan de waarde van de reeds eerder gedefinieerde β. Uiteraard heeft deze verhouding van stroom gedeeld door stroom geen eenheid!

De uitgangsgeleiding h_{22}

Deze tot nu toe niet behandelde parameter geeft de verhouding tussen de uitgangsstroom i_2 en de uitgangsspanning u_2 bij constante ingangsstroom, dus met i_1 gelijk aan nul. In formule:

$$h_{22} = i_2/u_2 \ (i_1 = 0)$$

De uitgangsgeleiding heeft als eenheid de S (Siemens) en is niets andere dan een omgekeerde weerstand.

De spanningsterugwerking h_{12}

Deze parameter wordt gedefinieerd als de verhouding tussen de ingangsspanning u_1 en de uitgangsspanning u_2 en dit bij constante ingangsstroom, dus met i_1 gelijk aan nul. In formule:

$$h_{12} = u_1/u_2 \ (i_1 = 0)$$

De spanningsterugwerking beschrijft de interne fysische terugkoppeling, waarover reeds geschreven werd, tussen de uitgang van de transistortrap en de ingang.

De steilheid h_{21}

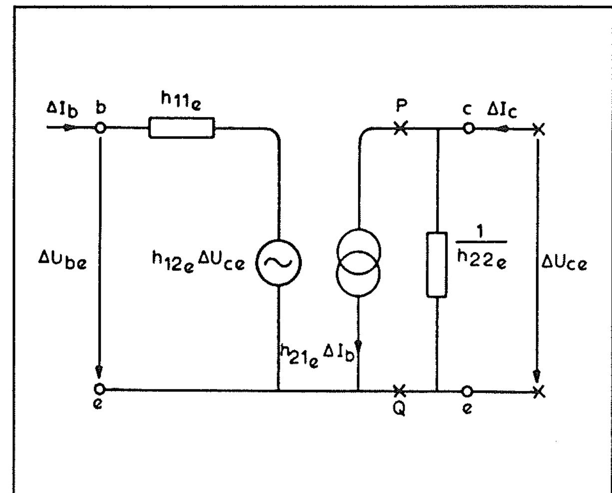
De steilheid geeft de verhouding tussen de uitgangsstroom i_2 en de ingangsspanning u_1, bij constante uitgangsspanning, dus bij u_2 gelijk aan nul. In formule:

$$h_{21} = i_2/u_1 \ (u_2 = 0)$$

De steilheid is dus een verhouding van stroom op spanning en wordt bijgevolg uitgedrukt in S.

Het vierpool-schema van een transistortrap

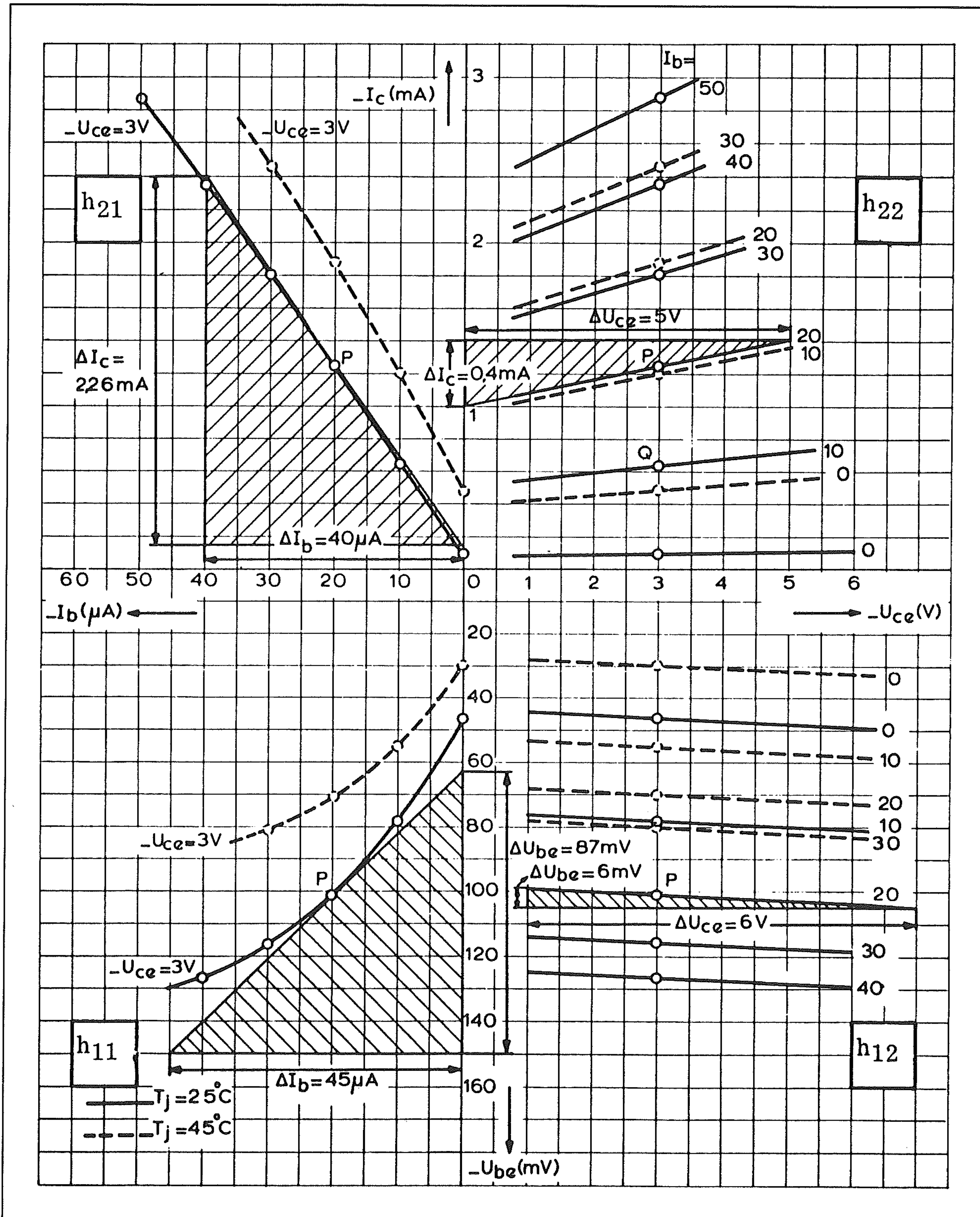
Aan de hand van de hybride-parameters van een transistortrap kan men het "zwarte doosje" vervangen door het schema van figuur 3/11.1-14.



Figuur 3/11.1-14: Het vierpool-schema van een transistortrap.

In dit schema wordt de trap voorgesteld door zijn hybride-parameters en door de in- en uitgangsspanningen en -stromen. De ingangsketen is opgebouwd uit de serieschakeling van de ingangsweerstand h_{11} en een wisselspanningsbron waarin de spanningsterugwerking h_{12} een rol speelt. Op deze manier slaagt men er in de fysische terugkoppeling van de transistor in het schema op te nemen. De uitgangskring bestaat uit een parallelschakeling van een stroombron, waarin uiteraard de stroomversterking h_{21} een rol speelt en een weerstand, waarin de uitgangsgeleiding h_{22} is opgenomen.
Het vierpool-schema wordt gestuurd met een stroom Δi_b, die over de serieschakeling van de ingangskring de spanning Δu_{be} genereert. In de uitgang vloeit een stroom Δi_c, die over de parallelkring van de uitgang een spanning Δu_{ce} genereert.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor



Figuur 3/11.1-15: Het bepalen van de hybride-parameters uit de karakteristieken.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

De universele transistor vergelijkingen

Aan de hand van het vierpool-schema kan men twee wiskundige formules opstellen, die het gedrag van de transistor volledig definiëren. Dit noemt men *"de universele transistor vergelijkingen"*. Het is dank zij dergelijke formules dat programma's zoals "Spice" een schakeling kunnen doorrekenen.
De twee vergelijkingen luiden:

$$\Delta u_{be} = (h_{11} \cdot \Delta i_b) + (h_{12} \cdot \Delta u_{ce})$$

$$\Delta i_c = (h_{21} \cdot \Delta i_b) + (h_{22} \cdot \Delta u_{ce})$$

Als men deze twee formules even laat doordringen en vervolgens vergelijkt met het vierpool-schema, zal men vaststellen dat de formules eenvoudig te begrijpen zijn.

Het bepalen van de hybride-parameters uit de karakteristieken

Bij het behandelen van de transistorkarakteristieken werd reeds opgemerkt dat men met de raaklijn-methode inwendige weerstanden en versterkingen in ieder punt van de karakteristieken kon bepalen. Hetzelfde geldt uiteraard voor de genormaliseerde hybride-parameters. Hoe dat gaat volgt uit figuur 3/11.1-15.

Op de reeds beschreven manier wordt op iedere karakteristiek een punt P gekozen. Nadien laat men de spanning die met dit punt overeen komt met een kleine waarde stijgen en dalen. Voor beide nieuwe punten bepaalt men de overeenkomstige stromen. Men berekent nu de verschillen tussen de grootste en kleinste spanning en stroom. Deze Δ-waarden kunnen in de definities van de h-parameters ingevuld worden.

Besluit

Het behandelen van de hybride-parameters van een transistor is taaie stof! Maar het is noodzakelijke theorie, omdat deze parameters vaak vermeld worden bij de gegevens van halfgeleiders. Aan de hand van de bespreking kan de geïnteresseerde lezer(es) vrij snel terugzoeken wat bijvoorbeeld h_{11} betekent.

Overige eigenschappen van een transistor

Inleiding

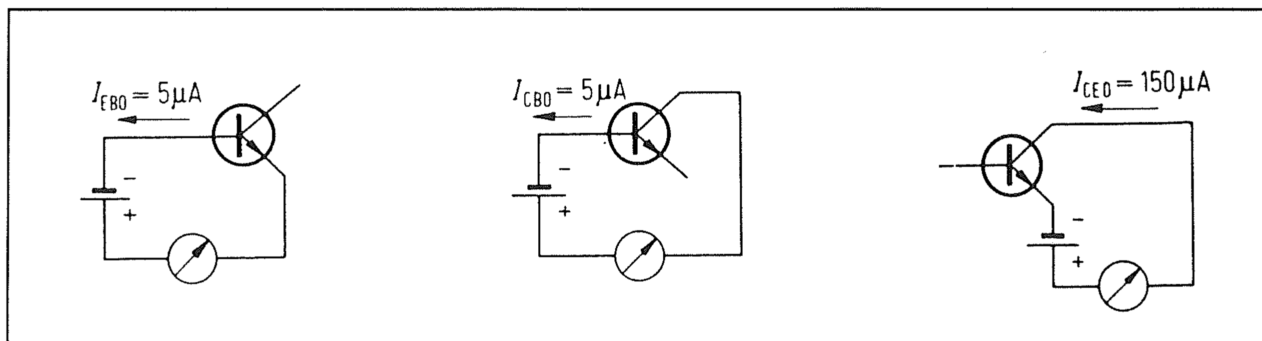
Naast de karakteristieken en de hybride-parameters heeft een transistor nog andere eigenschappen die belangrijk zijn en vaak voor problemen kunnen zorgen bij het ontwerpen van trappen. De belangrijkste van deze eigenschappen zijn:
- de lekstromen;
- de schakelkarakteristieken;
- de grensfrequentie;
- de lijn van maximaal vermogen.

Deze eigenschappen worden nu in het kort besproken.

De lekstromen

Bij een NPN-transistor vloeit de basis/emitterstroom I_{be} naar de basis toe. Als men echter de basis negatief maakt ten opzichte van de emitter, dan zal men merken dat er een kleine inverse stroom uit de basis vloeit. Deze stroom noemt men de basislekstroom van de transistor. Om het verschil met de normale basisstroom aan te geven wordt de lekstroom met het symbool I_{be0} aangeduid.
Hetzelfde verhaal geldt voor de collector/emitterstroom en voor de collector/basisstroom.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor



Figuur 3/11.1-16: Het meten van de drie lekstromen van een transistor.

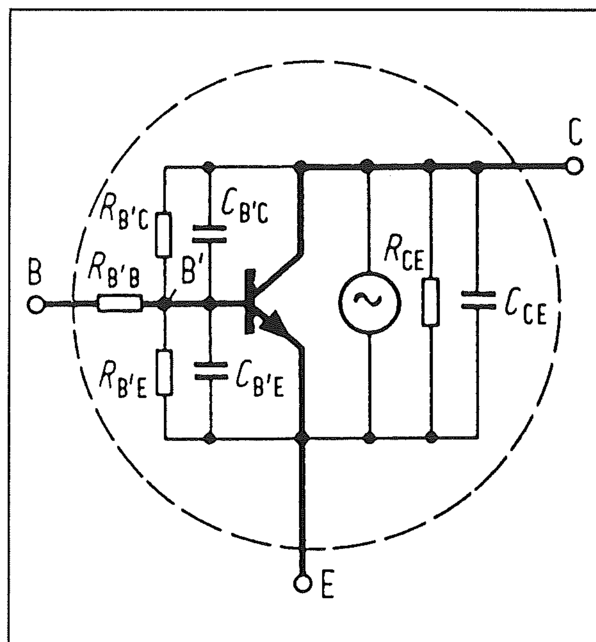
Als men de bijbehorende aansluitingen van de transistor op een inverse spanning aansluit, zal men vaststellen dat er toch kleine stromen vloeien.
Een transistor heeft dus drie lekstromen:
- I_{eb0}:
  de lekstroom tussen emitter en basis
- I_{cb0}:
  de lekstroom tussen collector en basis
- I_{ce0}:
  de lekstroom tussen collector en emitter

Deze lekstromen kunnen gemeten worden met de meetopstellingen die in figuur 3/11.1-16 zijn voorgesteld.

De lekstromen zijn zeer afhankelijk van de temperatuur. Als de temperatuur van de transistor stijgt, dan zullen de lekstromen ook stijgen. Dit verband is alles behalve lineair, hetgeen betekent dat de stromen flink stijgen als de temperatuur ook maar iets toeneemt. In de praktijk heeft vooral I_{eb0} daar erg veel last van. Deze lekstroom vloeit tegen de normale basisstroom in. Het gevolg is dat er twee stromen door de basiskring vloeien en dat de lekstroom de basisstroom vermindert. Dit kan grote gevolgen hebben voor de instelling van de trap. Bij het ontwerpen van transistorschakelingen moet men hiermee rekening houden en maatregelen treffen om de lekstromen zo veel mogelijk te stabiliseren.

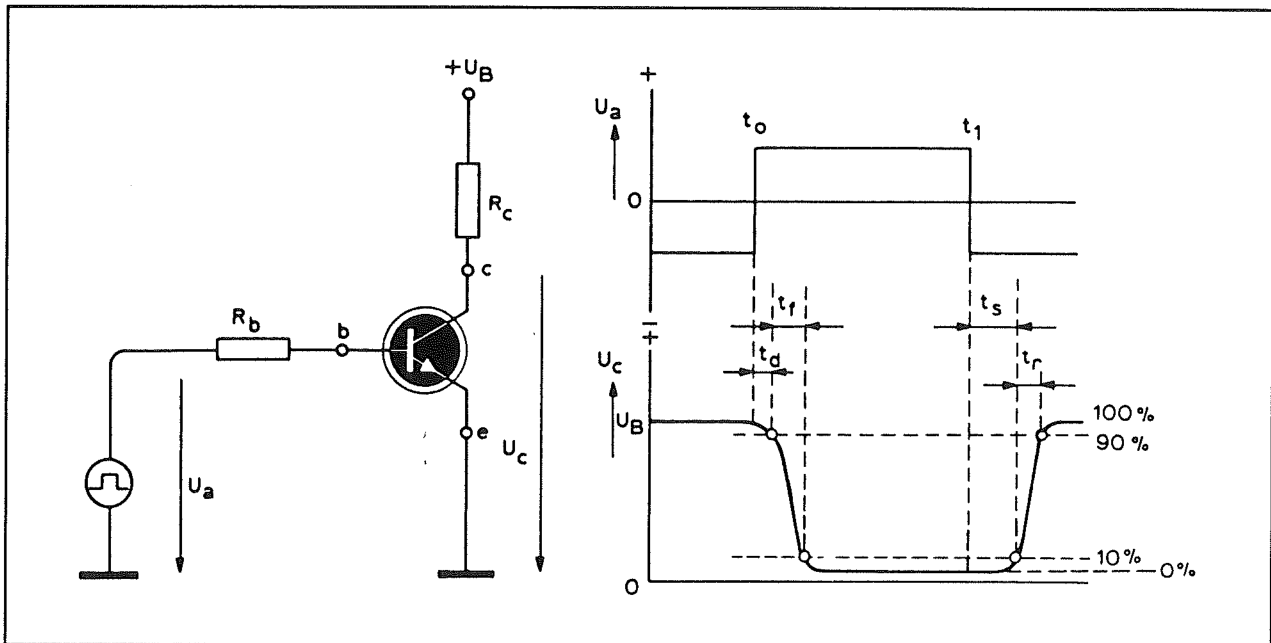
De schakelkarakteristieken

Bij de fabricage van transistoren zitten de basis-, emitter- en collector-aansluitingen uiteraard heel dicht bij elkaar. Nu is bekend dat tussen twee draadjes die dicht bij elkaar liggen altijd een kleine capaciteit aanwezig is.



Figuur 3/11.1-17: Een equivalent transistorschema, waaruit de schematische plaats van de drie paracitaire capaciteiten blijkt.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor



Figuur 3/11.1-18: Het schakelgedrag van een transistor.

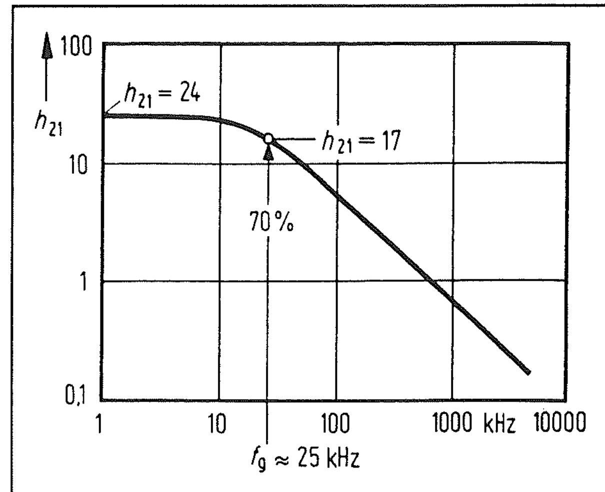
Dit noemt men een *"paracitaire capaciteit"*. Een transistor heeft dus drie paracitaire capaciteiten C_{BE}, C_{BC} en C_{CE}. Dat zijn vrij kleine condensatoren, in de grootte-orde van pF. De capaciteiten zijn in het equivalent transistorschema van figuur 3/11.1-17 weergegeven.
Als men de transistor gebruikt in laagfrequent toepassingen heeft men van deze capaciteiten weinig last. Anders wordt het als men de transistor in de pulstechniek of in hoogfrequent schakelingen toepast. Zoals bekend mag worden verondersteld, zitten er in een puls veel hoge harmonischen. Een mooie blokspanning met een frequentie van 1 kHz bevat signalen tot ongeveer 40 kHz. Als die signalen verzwakt worden, dan zullen de hoeken van de blokspanning worden afgerond en de stijg- en daaltijden groter worden. Dat is nu precies hetgeen gebeurt als men een transistor gebruikt om een puls te versterken. De hoge harmonischen worden door de paracitaire capaciteiten verzwakt, waardoor de puls vervormd uit de transistor komt. Dit is weergegeven in figuur 3/11.1-18.
Als men een transistorversterker stuurt met een mooie ingangspuls U_a, dan zal men vaststellen dat de puls U_c op de uitgang niet alleen vervormd is, maar ook in de tijd vertraagd.
De paracitaire capaciteit C_{BE} vormt samen met de basisweerstand R_B een laagdoorlaat filter. Dit verzwakt de hoge harmonischen die in de blokspanning aanwezig zijn. De paracitaire capaciteit C_{CE} belast de uitgang van de transistor en vormt voor de hoge harmonischen een zeer lage weerstand. Ook dit verschijnsel draagt bij een de slechte pulsweergave.
Maar er is nog een heel ander probleem! Als de puls positief is, vloeit er basisstroom in de transistor. Deze stroom bouwt in de basis-zône van de halfgeleider een bepaalde lading op. Deze lading is verantwoordelijk voor het "transistor-effect", waardoor de halfgeleider versterkt. Maar het duurt uiteraard een tijdje alvorens de stroom deze lading heeft opgebouwd. Uit

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

dit verschijnsel kan de vertraging van de voorflank verklaard worden. Op het moment dat de basisspanning weg valt, zou de transistor onmiddellijk naar sper moeten gaan. Maar er is nog steeds een behoorlijk grote lading in de basis aanwezig. Deze lading zal de transistor nog een tijdje in geleiding houden. Hieruit wordt de vertraging van de achterflank verklaard.

De grensfrequentie

De ingangscapaciteit C_{BE} vormt, zoals reeds geschreven, een laagdoorlaat filtertje met de weerstand in de ingangskring. Dit heeft tot gevolg dat de dynamische stroomversterking h_{21} niet constant is, maar afhankelijk van de frequentie. Ook dit verschijnsel heeft men onder een wiskundige formulering gevat. Men noemt de *"grensfrequentie"* van een transistor die frequentie, waarbij de dynamische stroomversterking h_{21} gedaald is tot een waarde die gelijk is aan 0,707 keer de waarde bij een frequentie van 1 kHz. Grafisch is dit toegelicht in figuur 3/11.1-19. In het getekend voorbeeld bedraagt de dynamische versterking bij 1 kHz 24. 24 maal 0,707 is gelijk aan 17. Men kan nu de h_{21} meten bij verschillende frequenties, waaruit zal blijken dat deze hybride-parameter gedaald is tot 17 bij een frequentie van 25 kHz. Dit noemt men dan de grensfrequentie van de gemeten transistor.
Het verschijnsel grensfrequentie heeft grote gevolgen op het ontwerp van transistorschakelingen. Door middel van terugkoppelingen moet men proberen de versterkingsfactor kunstmatig te verlagen, zodat de natuurlijke verlaging bij de grensfrequentie gemakkelijk door de terugkoppeling kan worden opgevangen. Zou men dit niet doen, dan zou een transistor niet in staat zijn signalen met hoge frequenties behoorlijk te versterken.



Figuur 3/11.1-19: De grafische toelichting van het begrip grensfrequentie.

De lijn van maximaal vermogen

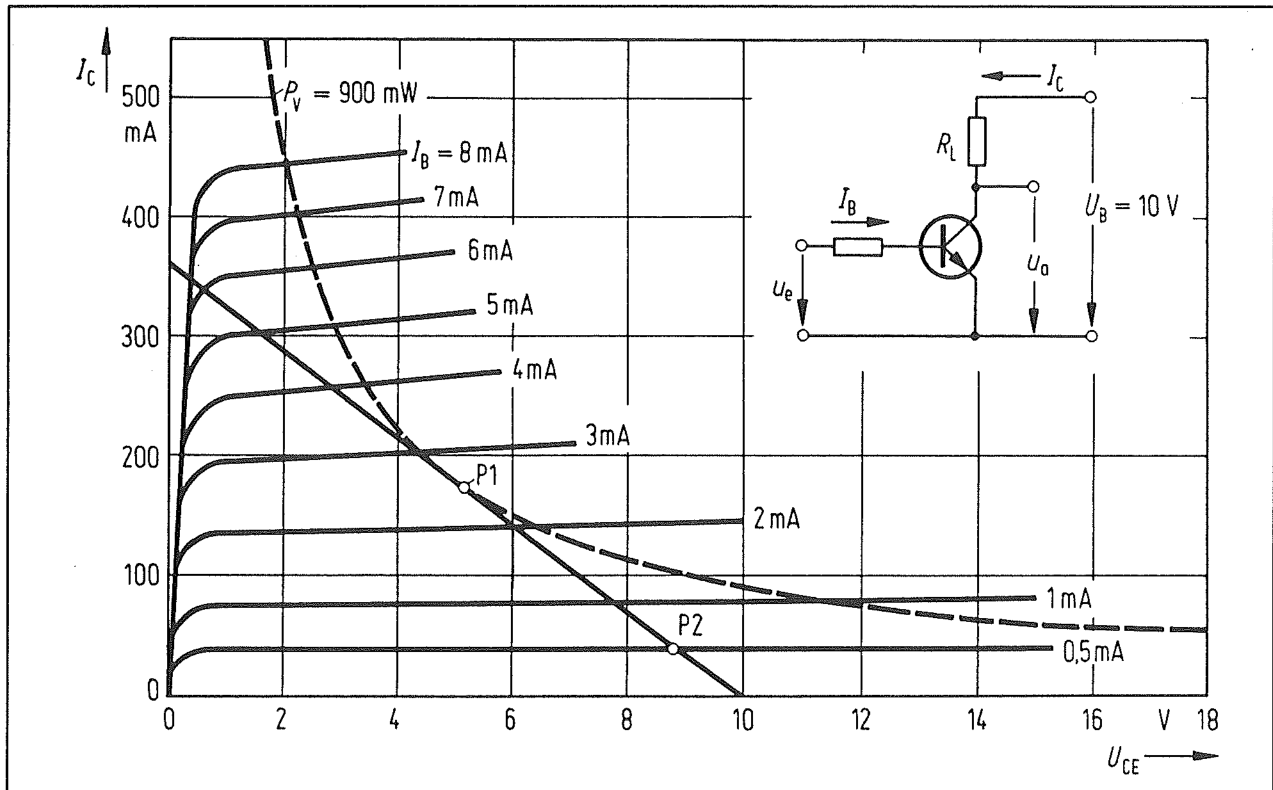
Om dit zeer belangrijke begrip nader te verklaren moeten men terug grijpen op de uitgangskarakteristiek van een transistor. Deze geeft het verband tussen de collectorstroom en de collector/emitter-spanning. Nu weet men uit de elektrotechniek dat het product van spanning en stroom gelijk is aan een vermogen. Immers:

$$P = U \cdot I$$

De uitgangskarakteristiek geeft dus het vermogen dat in de transistor wordt gedissipeerd. Nu wordt iedere transistor gekenmerkt door drie maximale grootheden:
- de maximale collector/emitter-spanning U_{cemax};
- de maximale collectorstroom I_{cmax};
- het maximaal vermogen P_{max}.

Deze drie maximale gegevens kunnen omgezet worden in een lijn in de uitgangskarakteristiek. Het volstaat om voor iedere waarde van de U_{ce} de stroom I_c te berekenen, waarbij het product van spanning en stroom precies gelijk is aan het maximaal vermogen.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor



Figuur 3/11.1-20: De lijn van maximaal vermogen, ingetekend in de uitgangskarakteristiek van een transistor.

Stel dat men een transistor heeft met een maximaal vermogen van 1.000 mW. Dan kan men gemakkelijk berekenen dat de maximale stroom I_C bij een spanning van 10 V over de transistor gelijk is aan 100 mA. 100 mA x 10 V is immers gelijk aan 1.000 mW! Als men dat voor alle spanningen doet en de resultaten in de grafiek intekent ontstaat een soort cirkelsegment. Dit noemt men ***"de lijn van het maximaal vermogen"***, getekend in figuur 3/11.1-20.

De lijn van maximaal vermogen is voorgesteld door de dikke, gestippelde lijn.
Bij het instellen van transistoren (zie hoofdstuk 3/11.2) moet men er in ieder geval voor zorgen dat het instelpunt van de trap onder de lijn van maximaal vermogen ligt. Het gebied boven de lijn is dus verboden! Overtreedt men deze regel, dan zal het gemiddelde vermogen dat in de transistor wordt gedissipeerd groter zijn dan het maximaal vermogen en zal de transistor overlijden aan oververhitting.

11.1 De karakteristieken en parameters van de bipolaire transistor

3/11.2

Het instellen van een bipolaire transistor

Begrippen en definities

Instellen

Onder instellen van een transistor verstaat men het op bepaalde waarden vast leggen van de ***gelijkstromen*** die door een transistor vloeien bij afwezigheid van een wisselspanningssignaal aan de ingang. Door de instelling van een transistortrap legt men dus de waarden vast van:

- de basisstroom;
- de collectorstroom;
- de emitterstroom.

In de meeste gevallen gebeurt dit door het berekenen van weerstanden in de basis-, collector- en emitterkringen en door het nadien aansluiten van die weerstanden op de voedingsspanning. Hierdoor gaat de transistor zich, als gevolg van zijn karakteristieken, gedragen als een weerstand, waardoor de gewenste stromen gaan vloeien.

Het algemene principe van instelling

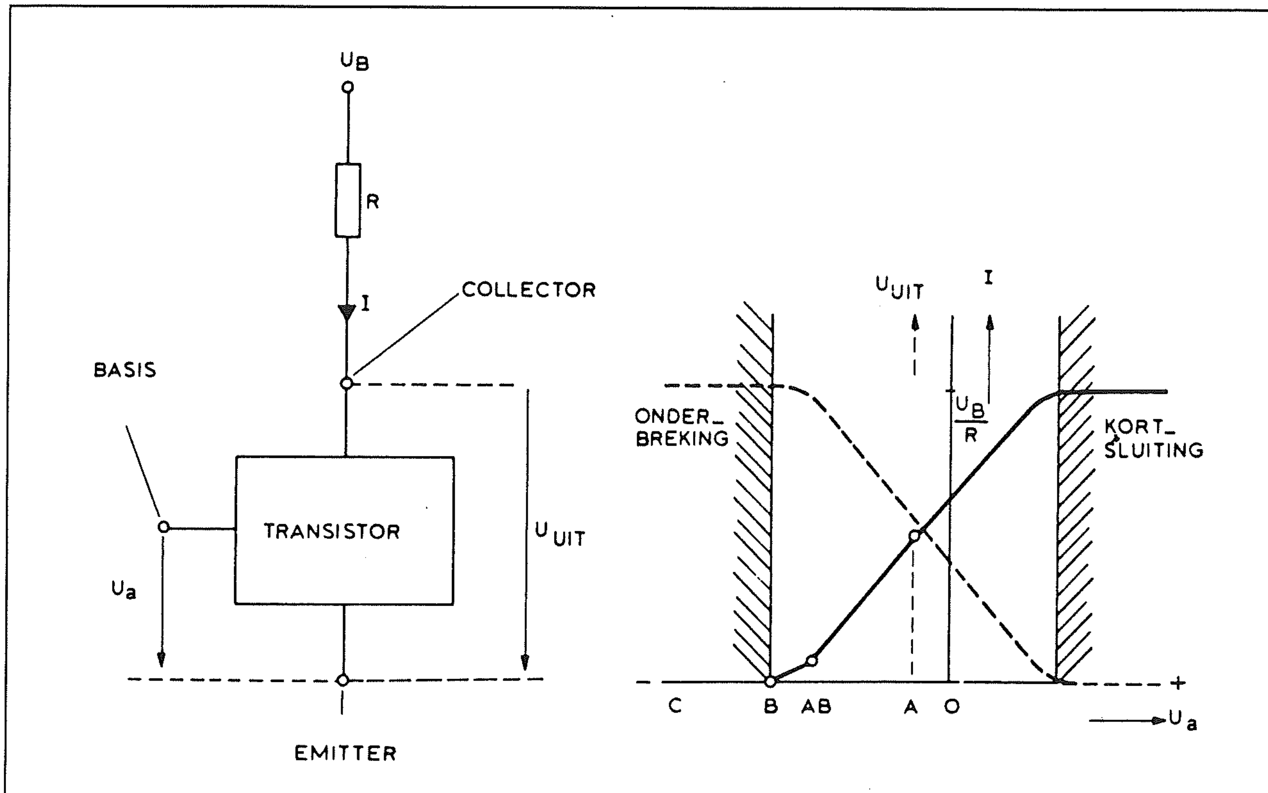
Het algemene principe voor het instellen van een transistor is getekend in figuur 3/11.2-1.

De transistor en de meeste instellingsonderdelen zijn voorgesteld door het blokje. Dit staat in serie met de ***belastingsweerstand*** R tussen de massa en de voeding geschakeld. Aan de ingang wordt een spanning U_a aangeboden. Het gevolg is dat er een ***instelstroom*** I gaat vloeien door de serieschakeling van de weerstand R en de transistor. Met noemt deze instelstroom ook wel de ***ruststroom.*** De grootte van deze stroom is afhankelijk van de waarde van de spanning Ua en van de weerstand R. Het gevolg van de stroom I is dat er over de weerstand R en de transistor spanningen vallen. De spanning op het knooppunt van beide onderdelen noemt men de uitgangsspanning U_{uit}.

In de grafiek van figuur 3/11.2-1 is het verband tussen de instelstroom I, de uitgangsspanning U_{uit} en de ingangsspanning U_a getekend. Het verband tussen stroom en spanning wordt gegeven door de volle lijn, het verband tussen de twee spanningen door de onderbroken lijn.

Als de spanning U_a kleiner is dan een bepaalde waarde zal er geen stroom door de schakeling vloeien. De schakeling gedraagt zich dan als een onderbreking. Dit is weergegeven door het linker gearceerde gebied. De uitgangsspanning is dan maximaal en gelijk aan de waarde van de voedingsspanning. Men zegt dat de transistor in ***sper*** is ingesteld. Als de ingangsspanning groter wordt dan een bepaalde waarde, zal de instelstroom gelijk worden aan de maximale waarde die door de schakeling kan vloeien. Deze waarde is gelijk aan U_B/R. Op dat moment is de uitgangsspanning gelijk aan nul en de transistor gedraagt zich als een kortsluiting.

11.2 Het instellen van een bipolaire transistor



Figuur 3/11.2-1: De algemene voorstelling van het instellen van een transistor.

Dit wordt voorgesteld door het rechter gearceerde gebied in de grafiek. Men zegt dat de transistor in ***verzadiging*** is ingesteld.

Werkingsgebied

Als een transistor werkt, dus als een ingangssignaal aanwezig is, dan zal dit ingangssignaal er voor zorgen dat de instelspanning U_a groter en kleiner wordt. De waarde van deze spanning loopt dus als het ware heen en weer over de horizontale as van de grafiek van figuur 3/11.2-1. Ook de stroom I zal als gevolg van deze modulatie groter en kleiner worden.
Er zijn twee basissystemen die bepalen in welk werkingsgebied de stroom zal vloeien.

- Als een transistor als digitaal element moet werken, dan zal men er voor moeten zorgen dat de halfgeleider alleen in de gearceerde gebieden wordt ingesteld. De stroom is dan ofwel maximaal, ofwel nul, de uitgangsspanning ofwel nul, hetgeen digitaal overeen komt met "L", ofwel maximaal, hetgeen digitaal overeen komt met "H".
- Als een transistor echter als versterker moet werken, moet men er voor zorgen dat de halfgeleider tussen de gearceerde gebieden wordt ingesteld. De signaalstroom mag nooit in een van de gearceerde gebieden terecht komen. De transistor werkt dan als variabele weerstand en dank zij deze werking zal er een uitgangsspanning verschijnen die evenredig is met de ingangsspanning.

Instellingsklassen

Internationaal is een lettercodering afgesproken die omschrijft in welk gebied een transistor is ingesteld. Deze codering is

weergegeven in de grafiek van figuur 3/11.2-1.

- Klassa-A instelling
  Bij deze instelling werkt de transistor volledig in het niet-gearceerde deel van de grafiek van figuur 3/11.2-1. De transistor werkt dus steeds als variabele weerstand. Het ***instelpunt*** A ligt in het midden van het niet-gearceerde gebied. Een dergelijke instelling is de standaard instelling voor voorversterkers, toonregelingen, mengers en dergelijke.
- Klasse-B instelling
  Bij deze instelling wordt de transistor zo ingesteld dat de instelstroom precies nul is.
  Het instelpunt B ligt precies daar waar de transistor overgaat naar sper. Deze instelling wordt vaak gebruikt bij eindversterkers, waarbij twee transistoren op een speciale manier geschakeld zijn zodat iedere halfgeleider slechts één helft van het signaal voor zijn rekening neemt.
- Klasse-AB instelling
  Deze instelling ligt tussen de instelpunten A en B. In rust vloeit er een vrij kleine instelstroom door de transistor. Maar als men een signaalstroom superponeert op de ruststroom, dan zal de transistor soms in sper terecht komen. Ook deze instelling wordt vaak toegepast bij eindversterkers.
- Klasse-C instelling
  Bij deze instelling wordt de transistor volledig in het spergebied ingesteld. Als men de ruststroom met een kleine signaalstroom moduleert, zal de transistor nog steeds in sper blijven. Alleen als men de ruststroom moduleert met een zeer grote signaalstroom zullen de positieve pieken van deze stroom de transistor in geleiding brengen. Het instelpunt C ligt dus helemaal in de linker gearceerde zône.
  Deze instelling wordt vaak toegepast bij HF-versterkers, waarbij de bij deze instelling horende grote signaalvervorming van geen belang is.
- Klasse-D instelling
  Dit noemt men wel eens de “digitale instelling” van een transistor. In deze klasse is er geen ruststroom aanwezig en heeft de signaalstroom slechts twee waarden. Deze zorgen ervoor dat de transistor ofwel in sper ofwel in verzadiging wordt gestuurd. De uitgangsspanning is dus ofwel nul, ofwel maximaal, hetgeen overeen komt met de digitale signalen “L” en “H”. Deze instelling wordt bijvoorbeeld toegepast bij digitale eindversterkers, waar het geluidssignaal onder digitale vorm wordt aangeboden en onder digitale vorm naar de luidspreker gaat. Tussen de uitgang van de versterker en de luidspreker is een filter geschakeld, dat er voor zorgt dat de digitale signalen weer in een analoog signaal worden omgezet.

Basis-schakelingen

Inleiding

Als men over een transistortrap praat, neemt men vaak als vanzelf sprekend aan dat het ingangssignaal op de basis wordt aangesloten en dat het uitgangssignaal van de collector wordt afgenomen. Dat is inderdaad de meest toegepaste schakeling. Maar men kan een transistor in drie verschillende basis-schakelingen instellen:

- geaarde emitter schakeling;
- geaarde basis schakeling;

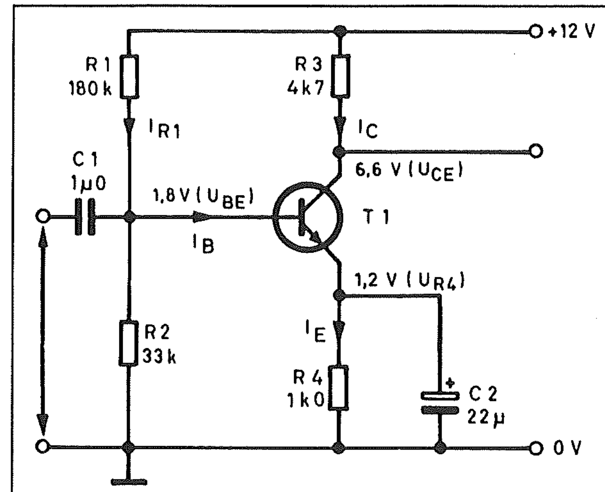
11.2 Het instellen van een bipolaire transistor

– geaarde collector schakeling.

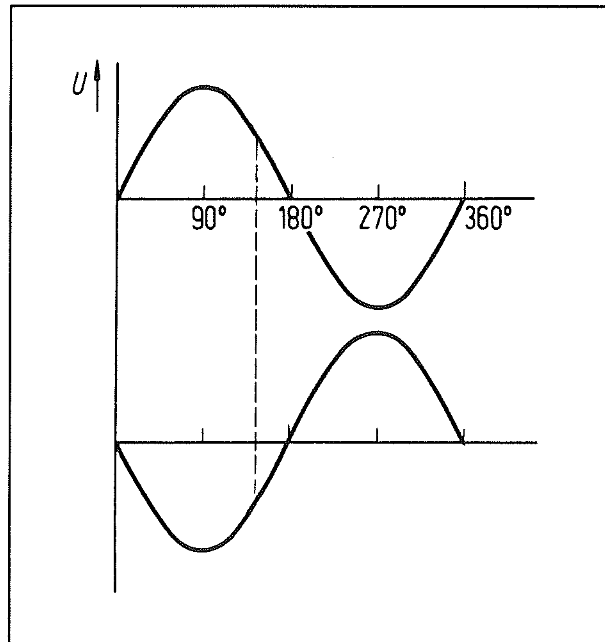
Deze drie schakelingen hebben ieder hun specifieke toepassingen en eigenschappen.

De geaarde emitter schakeling

Dit is, zie figuur 3/11.2-2, de meest toegepaste schakeling. De emitter ligt via een weerstand R4 en een condensator C2 aan de massa. De grote condensator vormt een kortsluiting voor wisselspanningen en zorgt ervoor dat de emitter voor het signaal aan de massa ligt. Vandaar de naam "geaarde emitter schakeling". De basis wordt ingesteld door middel van een weerstandsdeler R1, R2. Deze weerstandsdeler bepaalt de spanning op de basis en daarmee de ruststroom I_C door de transistor. De collector is via de belastingsweerstand R3 aangesloten op de positieve voedingsspanning. Het ingangssignaal wordt via de scheidingscondensator C1 aangeboden aan de basis. Het wisselspanningssignaal aan de ingang moduleert de instelspanning van de basis en daarmee ook de basisstroom. Deze stroomvariaties worden versterkt door de transistor, met als gevolg dat ook de ruststroom I_C gaat variëren. Deze variërende stroom heeft de signaal uitgangsspanning op de collector tot gevolg. Met de geaarde emitter schakeling kan men spanningsversterkingen van 50 tot 2.000 met één trap realiseren. Omdat de schakeling zowel de ingangsstroom als de ingangsspanning versterkt, heeft de schakeling een grote vermogensversterking. De schakeling werkt inverterend. Een verhoging van de basisstroom, door een positief signaal op de ingang, heeft een verhoging van de collectorstroom tot gevolg. Hierdoor gaat echter de spanning op de collector dalen. Het verband tussen het signaal op de ingang en het signaal op de uitgang is getekend in figuur 3/11.2-3.



Figuur 3/11.2-2: De geaarde emitter schakeling is de meest bekende transistor schakeling.



Figuur 3/11.2-3: Het verband tussen de in- en de uitgangsspanning bij de geaarde emitter schakeling.

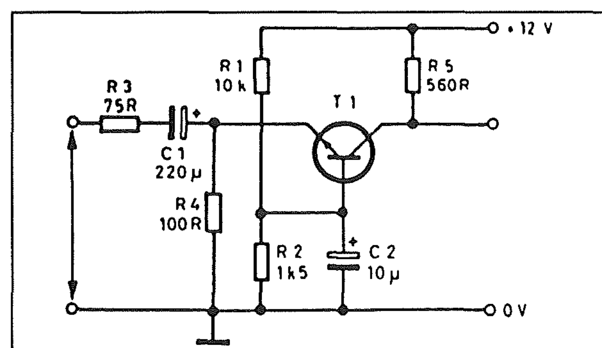
Een positieve halve periode aan de ingang heeft dus een negatieve halve periode aan de uitgang tot gevolg. De ingangsimpedantie van de schakeling wordt voornamelijk bepaald door de parallelle vervan-

11.2 Het instellen van een bipolaire transistor

gingswaarde van de twee weerstanden in de basis. In de meeste gevallen zal deze impedantie dus niet erg hoog zijn. In het getekende voorbeeld is de ingangsimpedantie in ieder geval lager dan 33 kΩ. Vandaar dat de scheidingscondensator C1 aan de ingang een vrij hoge waarde moet hebben. Zou men deze condensator een te kleine waarde geven, dan zou de impedantie van de condensator voor wisselspanningen een spanningsdeler gaan vormen met de basisweerstanden. Hierdoor zouden signalen met lage frequenties verzwakt worden. De bandbreedte van de geaarde emitter schakeling is vrij laag. Dit komt door de funeste invloeden van de paracitaire capaciteiten in de transistor op de hoogfrequente werking van de schakeling (zie later). Vandaar dat men de geaarde emitter schakeling hoofdzakelijk in laagfrequente schakelingen zal aantreffen, zoals audio-voorversterkers, toonregelingen, mengschakelingen, etc.

De geaarde basis schakeling

Bij de geaarde basis schakeling ligt de basis op wisselspanningsgebied aan de massa. Zoals uit figuur 3/11.2-4 blijkt, wordt dit gerealiseerd door de basis door middel van een grote condensator C2 rechtstreeks met de massa te verbinden. De basis wordt ingesteld door de spanningsdeler R1, R2. Het ingangssignaal wordt nu op de emitter aangeboden via de scheidingscondensator C1 en de serieweerstand R3. Het uitgangssignaal wordt van de collector afgenomen. Ook nu staat de belastingsweerstand R5 in serie met de collector. Uiteraard moet de emitter via een weerstand met de massa verbonden worden. Zonder deze R4 zou er geen stroom door de halfgeleider kunnen vloeien. Zoals blijkt uit het schema heeft een geaarde basis schakeling een zeer lage ingangsimpedantie. Tussen de ingang en de massa staat immers slechts een weerstand R4 van 100 Ω. Men moet dus de waarde van de scheidingscondensator C1 heel erg groot maken om verzwakking van de lage frequenties te voorkomen. Vandaar dat hiervoor een forse elco noodzakelijk is. De uitgangsimpedantie van de schakeling is echter zeer groot. De geaarde basis schakeling werkt niet inverterend. Als de ingangsspanning positief wordt, zal ook de uitgangsspanning positief worden.



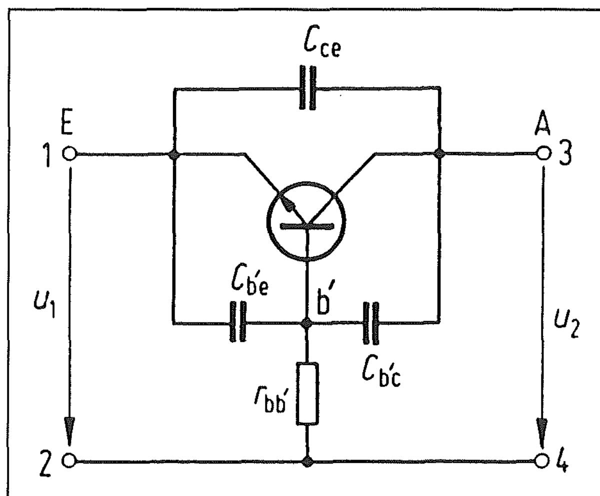
Figuur 3/11.2-4: Het schema van de geaarde basis schakeling.

Over paracitaire capaciteiten

Men kan zich de vraag stellen wat dan wel het voordeel van de geaarde basis schakeling mag zijn. Dit voordeel uit zich voornamelijk bij hoge frequenties. Iedere transistor heeft paracitaire capaciteiten tussen zijn drie aansluitpennen, zie hiervoor hoofdstuk 3/11.1, bladzijde 16. Tussen de basis-aansluiting en de capaciteit tussen de basis en de emitter ($C_{B'E}$) staat echter de interne basisweerstand $R_{B'B}$. In de geaarde emitter schakeling vormen deze twee onderdelen een laagdoorlaat filter, dat hoge frequenties verzwakt. Vandaar dat de bandbreedte van de geaarde emitter schakeling beperkt is. In de geaarde basis schakeling ziet dit er heel anders

11.2 Het instellen van een bipolaire transistor

uit. Zoals getekend in figuur 3/11.2-5 staan $R_{B'B}$ en $C_{B'E}$ nu omgekeerd geschakeld tussen de ingang en de massa. Het gevolg is dat dit netwerkje nu geen laagdoorlaat filter vormt, maar een hoogdoorlaat filter. De paracitaire capaciteit zal de hoge signaalfrequenties niet verzwakken, maar zelfs iets versterken.



Figuur 3/11.2-5: De plaats van de paracitaire onderdelen $C_{B'E}$ en $R_{B'B}$ in de geaarde basis schakeling.

In vergelijking met de bandbreedte B_E van de geaarde emitter schakeling is de bandbreedte B_B van de geaarde basis schakeling gelijk aan:

$$\mathbf{B_B = B_E.\beta}$$

Hierin staat β voor de stroomversterking van de transistor. Het zal dus duidelijk zijn dat de versterking van een geaarde basis schakeling constant blijft tot zeer hoge signaalfrequenties. Vandaar dat men de geaarde basis schakeling vaak in HF-schakelingen zal aantreffen.
Hierbij levert bovendien de zeer lage ingangsimpedantie nauwelijks nadelen op. Integendeel, vaak kan men handig gebruik maken van deze lage impedantie om de ingang van de geaarde basis schakeling op de juiste manier aan te sluiten op een kabel met een lage eigen impedantie van 50 Ω of 75 Ω.
Een tweede aspect dat bij de HF-versterking een rol speelt is het zogenoemde "Miller"-effect. Tussen de basis en de collector staat een paracitaire capaciteit $C_{B'C}$. In de geaarde emitter schakeling staat deze capaciteit dus tussen de uitgang en de ingang geschakeld. Deze capaciteit vormt dus een terugkoppeling van de uitgang naar de ingang bij de inverterende werking van de geaarde emitter schakeling. Nu kan men wiskundig aantonen dat onder dergelijke omstandigheden deze capaciteit terug te vinden is op de ingang van de versterker en wel vermenigvuldigd met de spanningsversterking van de transistor. Heeft de trap dus een spanningsversterking van 1.000 en is de waarde van de paracitaire capaciteit gelijk aan 0,5 pF, dan lijkt het voor de schakeling die met de ingang verbonden is alsof er een condensator van 0,5 nF tussen de ingang en de massa geschakeld is! Dat is uiteraard niet zo best als men met de schakeling hoge frequenties wil verwerken. Bij de geaarde basis schakeling (zie figuur 3/11.2-5) staat de paracitaire capaciteit $C_{B'C}$ tussen de uitgang A van de schakeling en de aan de massa liggende basis geschakeld. Er is nu geen sprake van terugkoppeling in tegenfase tussen uitgang en ingang, met als gevolg dat de invloed van deze capaciteit op de werking van de schakeling veel kleiner is.
In figuur 3/11.2-6 is een typisch praktisch voorbeeldje getekend van een geaarde basis schakeling in de tuner van een FM-ontvanger. De basis wordt door middel van een condensator rechtstreeks met de massa verbonden, zodat aan de basisvoorwaarde van deze schakeling voldaan is.

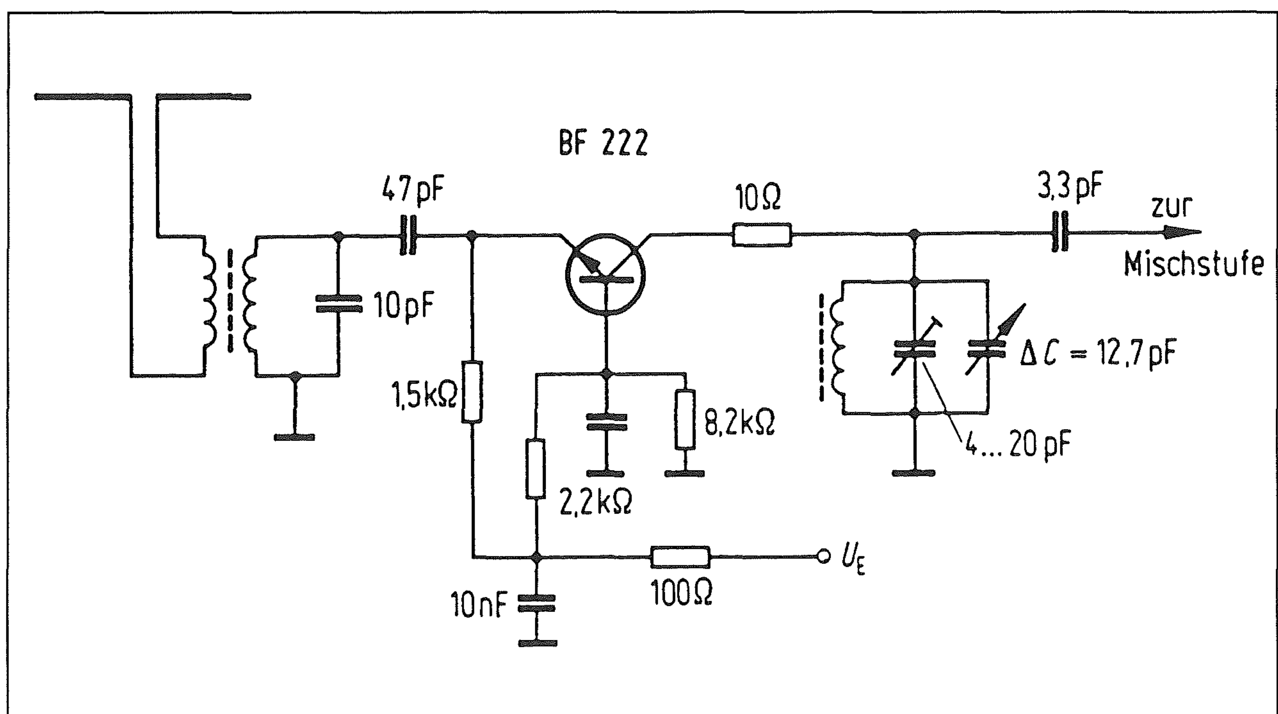
11.2 Het instellen van een bipolaire transistor

Het ingangssignaal wordt via de condensator van 47 pF afgenomen van de antenne-spoel. De belasting bestaat uit een weerstandje van 10 Ω en een afgestemd filtertje. Via de condensator van 3,3 pF wordt het versterkte signaal aan de volgende schakeling aangeboden.

De geaarde collector schakeling

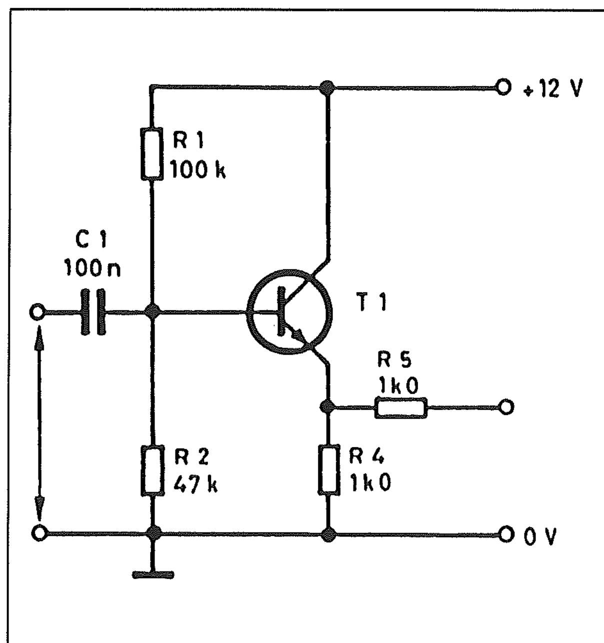
Het basis schema van de geaarde collector schakeling is getekend in figuur 3/11.2-7. De collector gaat rechtstreeks naar de voedingsspanning. In de voeding zit de grote afvlakelco en deze zorgt ervoor dat de collector voor wisselspanningssignalen aan de massa ligt. De basis wordt op de bekende manier ingesteld door middel van de weerstanden R1 en R2. Het ingangssignaal wordt via de scheidingscondensator C1 toegevoerd. In de emitter staat een weerstand geschakeld naar de massa, het uitgangssignaal wordt van de emitter afgenomen. De serieweerstand R5 is niet noodzakelijk, maar beschermt de transistor tegen een te grote belasting. Als deze weerstand niet aanwezig is en men zou per ongeluk de uitgang kortsluiten naar de massa, dan staat de transistor rechtstreeks geschakeld tussen de voeding en de massa. Het gevolg zou zijn dat de halfgeleider onmiddellijk zou sneuvelen door een veel te grote stroomopname. De geaarde collector schakeling staat ook bekend onder de naam "emittervolger". Het signaal op de emitter volgt het signaal op de basis.

Dat wil zeggen dat een van de voornaamste kenmerken van de geaarde collector schakeling is dat de schakeling géén spanningsversterking oplevert! Het signaal op de emitter is een exacte kopie van het ingangssignaal op de basis. De schakeling heeft echter andere zeer nuttige eigenschappen. Een van de voornaamste eigenschappen is dat de ingangsimpedantie zeer groot is.



Figuur 3/11.2-6: Een praktisch voorbeeld van een geaarde basis schakeling.

11.2 Het instellen van een bipolaire transistor



Figuur 3/11.2-7: Het basis-schema van de geaarde collector schakeling.

Dit wordt veroorzaakt door een externe terugkoppeling tussen de emitter en de basis, waardoor de bron zeer weinig belast wordt. Een tweede belangrijke eigenschap is dat de uitgangsimpedantie zeer laag is. Waarden van 50 Ω zijn gemakkelijk te bereiken. De emittervolger is dan ook bij uitstek dé schakeling om buffertrappen samen te stellen. Zo'n buffertrap moet dan een bron die niet te zwaar belast mag worden afsluiten en biedt het uitgangssignaal van de bron aan over een zeer lage uitgangsimpedantie.
De geaarde collector schakeling is, zoals geschreven, géén spanningsversterker. Wat wél wordt versterkt zijn stromen. Vanwege de zeer hoge ingangsimpedantie is de ingangsstroom uiteraard zeer laag. Maar vanwege de lage uitgangsimpedantie kan de schakeling een flinke stroom aan een belasting leveren.
De schakeling werkt niet inverterend, zodat het uitgangssignaal op de emitter in fase is met het ingangssignaal op de basis.

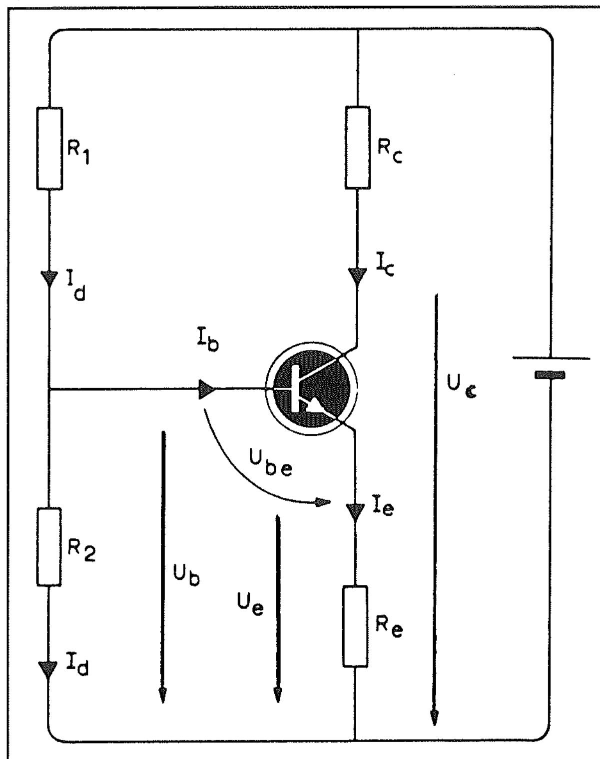
Het instellen van een transistor

Inleiding
Het instellen van een transistor is op zich geen moeilijke werk, maar men heeft er wel de transistor-karakteristieken voor nodig. Maar gelukkig worden deze steeds in de data-boeken gegeven, zodat dit geen probleem is. Als voorbeeld wordt het instellen van een transistortrap in klasse-A en in geaarde emitter schakeling besproken. Het instellen van de andere basisschakeling en de andere klassen gaat in principe op een vergelijkbare manier. Vergeet echter nooit dat berekeningen aan een transistor altijd zeer benaderend zijn. Transistoren van hetzelfde type hebben namelijk erg grote spreidingen en de karakteristieken die worden afgedrukt zijn niets meer of minder dan de gemiddelde van een groot aantal transistoren. Individueel kunnen echter afwijkingen van meer dan 25 % optreden!
Het basis-schema van het voorbeeld is getekend in figuur 3/11.2-8.
In deze figuur staat:

- U_c voor de rustspanning op de collector;
- U_b voor de rustspanning op de basis;
- U_e voor de rustspanning op de emitter;
- I_c voor de ruststroom door de collector;
- I_b voor de ruststroom door de basis;
- I_e voor de ruststroom door de emitter;
- U_{be} voor de geleidingsspanning van de transistor;
- I_d voor de stroom door de instelweerstanden van de basis.

De geleidingsspanning van een transistor bedraagt voor silicium ongeveer 0,6 V en voor germanium ongeveer 0,2 V. Hierdoor kan dus een verband worden gege-

ven tussen U_b en U_e. De emitter rustspanning is steeds 0,6 V of 0,2 V lager dan de rustspanning op de basis, althans bij NPN-transistoren.



Figuur 3/11.2-8: Het schema aan de hand waarvan het berekenen van de instelling van een transistortrap wordt besproken.

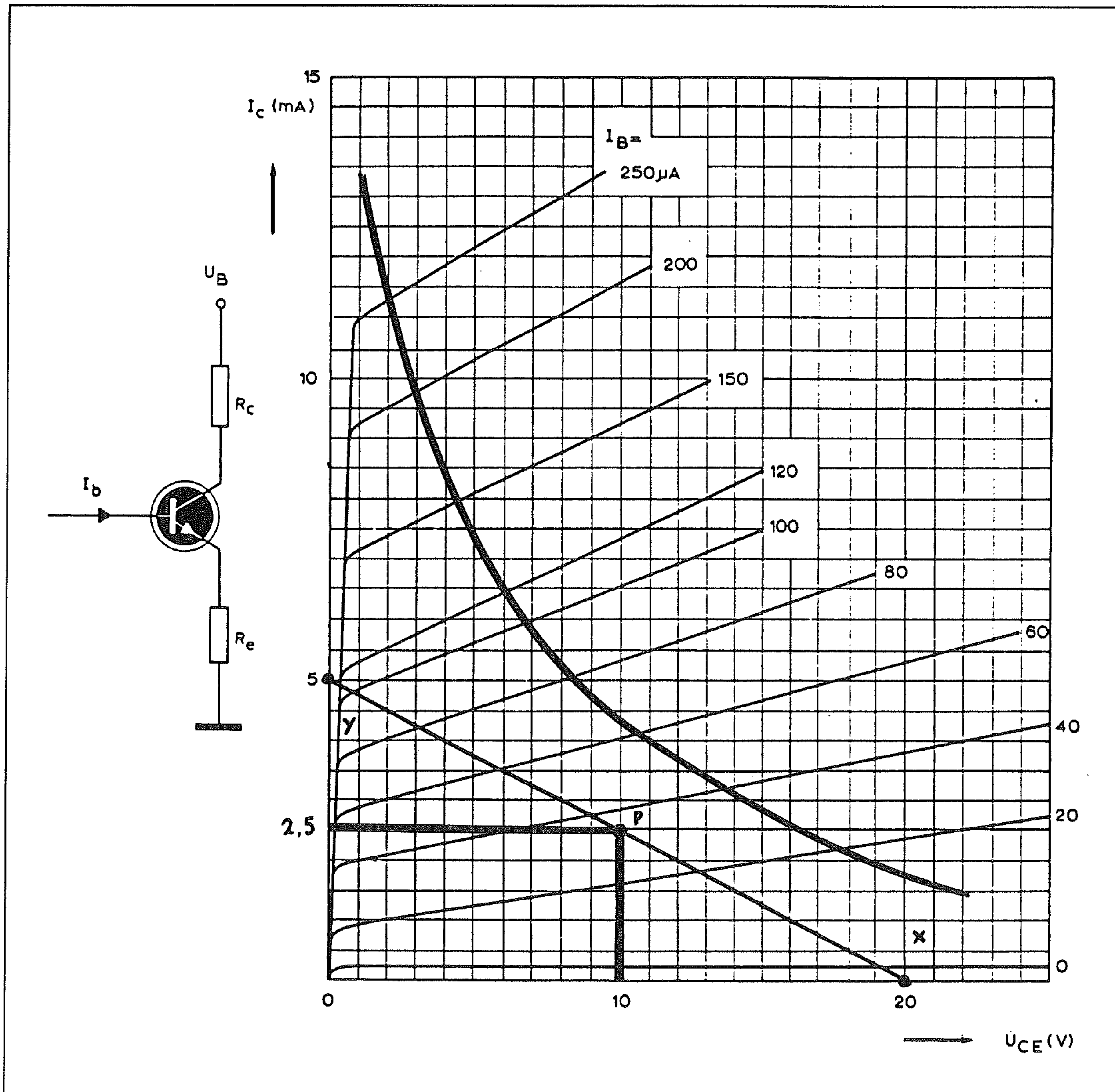
Het instelpunt

Het instelpunt, A of P genoemd, is het belangrijkste gegeven dat men nodig heeft voor het instellen van een transistortrap. Dit punt bepaalt de ruststroom door de transistor en de rustspanning op de uitgang van de schakeling. Als men, zoals in het beschreven voorbeeld, wil instellen in klasse-A, dan zal het duidelijk zijn dat het instelpunt in het midden van het niet-gearceerde deel van de grafiek van figuur 3/11.2-1 moet liggen. Dat betekent dat de rustspanning op de collector gelijk moet zijn aan de helft van de voedingsspanning. Alleen dan is het mogelijk dat de ruststroom door de transistor even veel kan stijgen als kan dalen zonder in een van de gearceerde gebieden terecht te komen. Als dus een transistortrap wordt aangesloten op een voedingsspanning van 20 V, dan moet de rustspanning U_c in klasse-A op de collector gelijk zijn aan 10 V. Dit doet men door een bepaalde waarde voor de collectorweerstand R_c en de emitterweerstand R_e te berekenen.

De belastingslijn

De belastingslijn geeft het verband tussen de collectorstroom I_C en de collector/emitter-spanning U_{CE} van een transistor voor een bepaalde waarde van de weerstanden in collector en emitter. Nu zeggen de begrippen I_C en U_{CE} wel iets. Die vormen namelijk de assen van de uitgangskarakteristiek (zie hoofdstuk 3/11.1, bladzijde 10) van een transistor. Voor het tekenen van de belastingslijn moet men dan ook deze karakteristiek bij de hand hebben. In figuur 3/11.2-9 is een belastingslijn getekend op een geïdealiseerde $I_C = f(U_{CE})$-karakteristiek van een transistor. Hoe wordt deze belastingslijn bepaald? Het instelpunt P moet in ieder geval op de vertikale lijn liggen die overeen komt met een U_{CE} van 10 V. Vervolgens moet men een ruststroom I_c kiezen, waarbij men er voor moet zorgen dat men ver beneden "de lijn van maximaal vermogen" (zie hoofdstuk 3/11.1, bladzijde 18) blijft. Deze lijn is in de meeste databoeken ingetekend in de $I_C = f(U_{CE})$-karakteristiek. Er wordt gekozen voor een rustwaarde van de collectorstroom van 2,5 mA. Op dit moment is het instelpunt P volledig bepaald. Dit punt ligt immers op het snijpunt van de vertikale lijn bij U_{CE} gelijk aan 10 V en de horizontale lijn bij I_C gelijk aan 2,5 mA.

11.2 Het instellen van een bipolaire transistor



Figuur 3/11.2-9: De belastingslijn ingetekend in de $I_C = f(U_{CE})$-karakteristiek van de transistor.

Dit punt P ligt in ieder geval op de belastingslijn. Maar een tweede punt dat op de lijn moet liggen is ook bekend. Als namelijk de collectorstroom nul zou zijn, dan is het duidelijk dat in het voorbeeld de collector/emitter-spanning gelijk is aan de voedingsspanning, dus 20 V. Op deze manier kan het punt X van de belastingslijn bepaald worden. Men verbindt vervolgens de punten P en X met een rechte lijn en laat deze doorlopen tot de vertikale as. De belastingslijn snijdt deze as in het punt Y. Hieruit kan men aflezen dat de collectorstroom gelijk is aan 5 mA als er geen spanning tussen de collector en de emitter staat. Op dat moment kan men de collector/emitter-overgang van de transistor kortgesloten veronderstellen. De

11.2 Het instellen van een bipolaire transistor

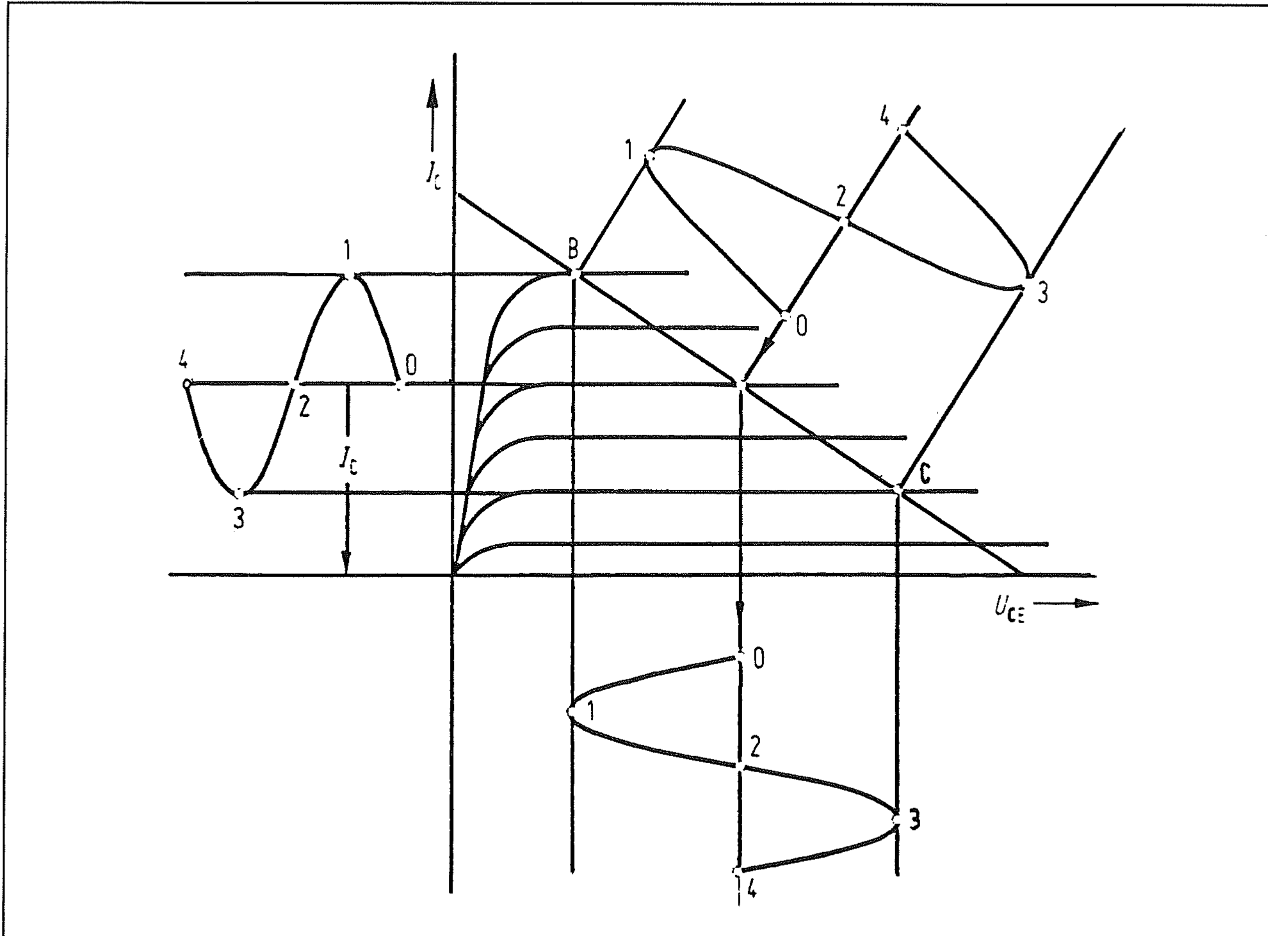
enige weerstanden tussen de massa en de voedingsspanning zijn de weerstanden R_e en R_c.
Met de wet van Ohm (spanning van 20 V delen door stroom van 5 mA) kan men berekenen dat de somwaarde van deze weerstanden gelijk moet zijn aan 4 kΩ.

Berekenen van de weerstanden
Een vuistregel stelt dat de rustspanning op de emitter ongeveer gelijk moet zijn aan één tiende van de voedingsspanning. In het voorbeeld komt dit dus overeen met een spanning van 2 V. De ruststroom I_e is in wezen onbekend maar kan vanwege de grote stroomversterking van de transistor rustig gelijk gesteld worden met de ruststroom door de collector, in dit geval 2,5 mA. Men kan dan de waarde van de emitterweerstand berekenen: 2 V gedeeld door 2,5 mA levert een waarde op van 800 Ω. Meteen weet men dan natuurlijk de waarde van de collectorweerstand: 4 kΩ - 0,8 kΩ is gelijk aan 3,2 kΩ. Door deze keuze van de weerstandswaarden zal het instelpunt weliswaar iets naar links verschuiven, maar dat is geen ramp. Berekeningen zijn immers zeer benaderend!

De instelling van de basis
Uit de $I_C = f(U_{CE})$-karakteristiek kan men aflezen dat het instelpunt P ongeveer op de $I_C = f(U_{CE})$-lijn ligt die overeen komt met een basisstroom van 40 µA. Men maakt dan een schatting van de basisstroom op punt P, in dit geval zal 35 µA er niet ver naast liggen. Dit wordt dus de rustwaarde I_b van de basisstroom. Deze basisstroom wordt geleverd door de weerstanden R1 en R2. Een tweede vuistregel stelt dat men er voor moet zorgen dat de stroom I_d door deze weerstanden ongeveer tien keer groter is dan de ruststroom van de basis. Door de twee weerstanden moet dus een stroom I_d van 350 µA vloeien. De weerstanden staan in serie over de voedingsspanning, zodat men de seriewaarde met de wet van Ohm kan berekenen: 20 V gedeeld door 350 µA levert een waarde op van 57 kΩ. Het komt er nu alleen nog op aan de verhouding tussen beide weerstanden te bepalen. De emitterspanning is bekend, namelijk 2 V. Verder is bekend dat de geleidingsspanning van de Si-transistor gelijk is aan 0,6 V. De basis moet dus op een rustspanning U_b staan van 2,6 V. Dat is meteen ook de spanning die over de weerstand R2 staat. Men weet de spanning over de weerstand (2,6 V) en de stroom die er doorheen vloeit (350 µA). Met de wet van Ohm berekent men de waarde van de weerstand: 2,6 V gedeeld door 350 µA is gelijk aan 7,4 kΩ. Uiteraard is nu ook de laatste weerstand R1 gemakkelijk te bepalen: 50 kΩ minus 7,4 kΩ is gelijk aan 42,6 kΩ. De gelijkspanningsinstelling van de transistortrap is hiermee volledig bepaald.

De laatste berekeningen
De stroomversterking voor gelijkspanning van de schakeling laat zich gemakkelijk berekenen. Men kent immers de rustwaarden van de basis- en van de collectorstromen: 35 µA en 2,5 mA. De verhouding tussen beide waarden geeft de gelijkstroomversterking van de trap: 71,4. De versterking voor wisselstroom zal veel groter zijn als men de emitterweerstand overbrugt door een grote condensator.
In de grafiek van figuur 3/11.2-9 kan men intekenen wat er gebeurt als men de basisstroom symmetrisch laat variëren rond de instelwaarde van 35 µA, bijvoorbeeld van 15 µA tot 55 µA. Dit gebeurt als er op de basis via een scheidingscondensator en een serieweerstand een wisselspanningssignaal wordt aangesloten.

11.2 Het instellen van een bipolaire transistor



Figuur 3/11.2-10: Het moduleren van de rustwaarde van de basisstroom door het ingangssignaal en de gevolgen voor de collectorspanning en -stroom.

Het werkpunt gaat dan als het ware over de belastingslijn heen en weer schuiven. Dit is voorgesteld in figuur 3/11.2-10.
De collectorspanning en -stroom worden dan ook gemoduleerd, waardoor de stroom- en spanningsversterking van de trap meteen duidelijk wordt. Als de basisstroom stijgt van punt 0 naar punt 1, dan zal de U_{CE} dalen van punt 0 naar punt 1 en de I_c stijgen van punt 0 naar punt 1. Uit de $I_C = f(U_{CE})$-karakteristieken kan men afleiden dat bij de genoemde basismodulatie de collectorstroom zal variëren tussen 3,75 mA en 1,25 mA en dat de collector/emitter-spanning zal variëren tussen 5 V en 15 V. De top-tot-top waarde van het versterkte uitgangssignaal is dus gelijk aan 10 V. Het volstaat nu de basissturing zo te berekenen dat de maximale positieve en negatieve afwijkingen van de ruststroom niet groter zijn dan de gestelde 20 µA. Dat kan bijvoorbeeld door tussen de voorgaande trap en de ingang van de schakeling een serieweerstand op te nemen. De waarde kan men natuurlijk weer met de wet van Ohm berekenen.

3/11.3

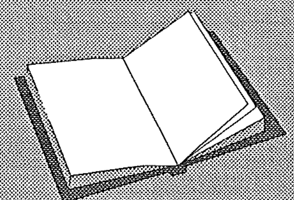
De bipolaire transistor als LF signaalversterker

Inleiding

Waarom transistoren?
Men kan zich de vraag stellen waarom men op dit moment nog de moeite zou doen laagfrequent versterkers met transistoren te bouwen, nu er een keur aan gespecialiseerde geïntegreerde schakelingen ter beschikking staat. Zelfs met een "ordinaire" operationele versterker als de 741 kan men met weinig moeite alle denkbare laagfrequent versterkers samenstellen.
Toch zijn er een aantal goede redenen aan te halen waarom het nog zo gek niet is af en toe terug te grijpen op de oude, vertrouwde transistortechniek. Op de eerste plaats is het natuurlijk zo dat de meeste externe speciale LF-schakelingen rond een transistor ook worden terug gevonden rondom een moderne ruisarme LF operationele versterker. Bestudering van de geijkte en vaak beroemde (wie heeft er nog nooit van Baxandall of Linsley Hood gehoord?) LF transistortrappen geeft een heleboel inzicht in de werking van de identieke op-amp schakelingen. Bovendien is het vaak veel praktischer een klein versterkertrapje met één transistor op een print onder te brengen dan een op-amp met alle toebehoren. Dit geldt zeker als men niet-symmetrisch voedt, want dan heeft een op-amp net zoveel instelweerstanden nodig als een transistor. Het "bedraden" van een transistor op een print is nu eenmaal veel flexibeler mogelijk dan het "bedraden" van een op-amp met zijn starre aansluitcodering. Tot slot, maar zeker niet als laatst, moet toch vermeld worden dat transistoren op bepaalde gebieden gewoon veel beter zijn dan operationele versterkers. Dat geldt bijvoorbeeld heel duidelijk voor het ruisgedrag. Zelfs een "ordinaire" transistor als een ouderwetse BC 109 ruist veel minder dan een 741 of 3140.

Soorten schakelingen
Naast gewone recht-toe-recht-aan signaalversterkers heeft men in de loop der jaren een heleboel speciale schakelingen ontworpen, die alleen toepassing vinden bij het versterken van geluidsignalen. Het zal duidelijk zijn dat deze schakelingen in dit hoofdstuk nadrukkelijk aan bod zullen komen.

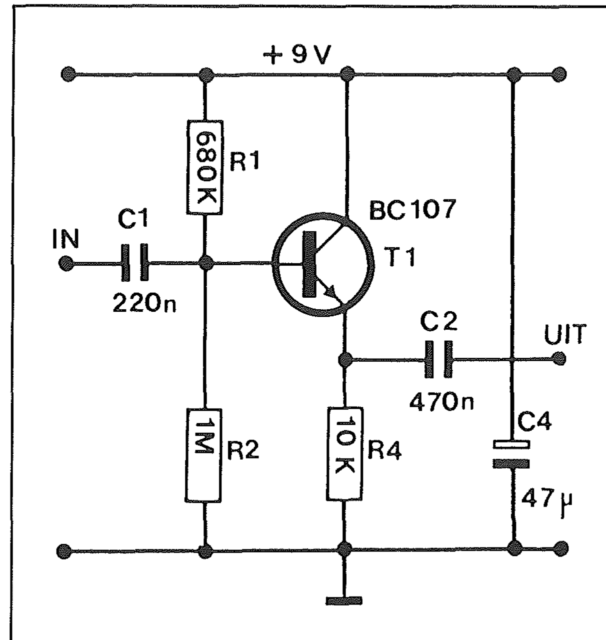
LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.8
Hoofdstuk 3/11.1
Hoofdstuk 3/11.2
Hoofdstuk 3/12.1
Hoofdstuk 4/2.7
Hoofdstuk 4/2.8
Hoofdstuk 5/6.1



11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

Al deze schakelingen kunnen in negen groepen ingedeeld worden, namelijk:
- bufferversterkers;
- algemeen bruikbare eentrap versterkers;
- algemeen bruikbare tweetrap versterkers;
- microfoonversterkers;
- RIAA-versterkers;
- toonregelingen;
- fasedraaiers;
- verschilversterkers;
- parallelle versterkers.

In de volgende subhoofdstukken worden tientallen voorbeeldschakelingen, die in deze groepen passen, besproken.



Figuur 3/11.3-1: Het basisschema van een transistorbuffer, de emittervolger.

Bufferversterkers

Inleiding

Buffers zijn schakelingen die geen spanningsversterking opleveren, maar stroom of vermogen versterken. Buffers worden ingeschakeld als men een signaalbron, die weinig spanning aflevert en een hoge impedantie heeft, over een lange kabel moet verbinden met een spanningsversterker.

Door de lange kabel zouden dan allerlei problemen ontstaan, problemen die kunnen opgelost worden door zo dicht mogelijk bij de bron een buffertje te monteren.

De basisschakeling van een transistorbuffer

Als men een buffer met een transistortrap wil samenstellen komt alleen de "geaarde collector schakeling" (zie 3/11.2) in aanmerking. De basisschakeling, ook wel ***emittervolger*** genoemd, is getekend in figuur 3/11.3-1.

De collector is rechtstreeks verbonden met de voedingsspanning. De transistor wordt ingesteld door middel van een weerstandsdeler R1/R2 in de basis. Deze weerstanden moeten zo hoogohmig mogelijk zijn, maar men moet er wel op letten dat de stroom die door de weerstanden vloeit ongeveer tien keer groter is dan de basisstroom van de transistor. De weerstandsdeler wordt zo berekend (of experimenteel bepaald) dat de spanning op de emitter gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Het wisselspanningssignaal wordt via de scheidingscondensator C1 aangeboden aan de basis en via de scheidingscondensator C2 afgenomen van de emitter.

De emittervolger heeft de onderstaande eigenschappen.
- Spanningsversterking voor wisselspanning gelijk aan 1, of nauwkeuriger, 0,99..... Er bestaat dus een zeer klein verschil tussen de grootte van het in-

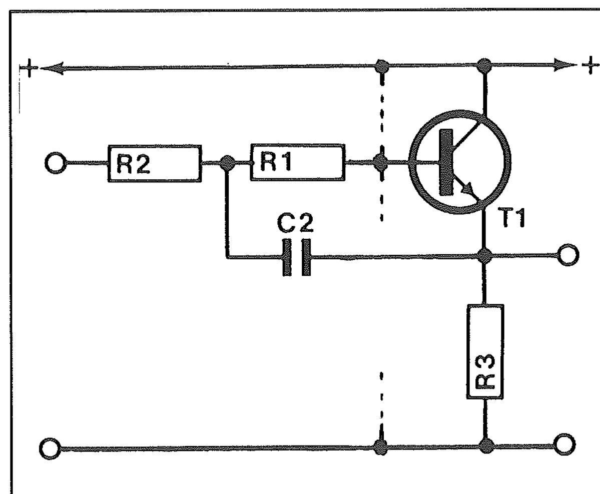
11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

gangssignaal op de basis en de grootte van het uitgangssignaal op de emitter, maar dit verschil is nauwelijks meetbaar.

- Het signaal op de uitgang is in fase met het signaal op de ingang, men kan dus stellen dat het uitgangssignaal een exacte kopie is van het ingangssignaal.
- De ingangsimpedantie is groot en wordt hoofdzakelijk bepaald door de vervangingsweerstand van de parallel geschakelde weerstanden R1 en R2. Zou men deze weerstanden erg groot maken, dan moet men er wel rekening mee houden dat de impedantie van de basis-emitter kring, welke ongeveer gelijk is aan 500 kΩ, ook een rol speelt. In ieder geval kan men stellen dat de signaalbron nauwelijks belast wordt door de emittervolger.
- De uitgangsimpedantie is heel laag en ligt in de grootte-orde van 10 Ω.

Het bootstrap principe

De ingangsimpedantie van een emittervolger is hoog, vergeleken met andere transistorschakelingen, maar uiteraard zeer laag vergeleken met een gebufferde op-amp. Vandaar dat men heeft gezocht naar mogelijkheden om de ingangsimpedantie van een emittervolger hoger te maken. Dat kan door gebruik te maken van het zogenoemde "bootstrap principe". In het algemeen komt dit principe er op neer dat men een versterkt uitgangssignaal, dat *in fase* is met een ingangssignaal, zuiver capacitief naar de ingang terugkoppelt. Hierdoor kan de schijnbare ingangsimpedantie met een factor honderd stijgen. Hoe dit principe bij een emittervolger gerealiseerd kan worden toont figuur 3/11.3-2, waar voor de duidelijkheid alleen de extra bootstrap-componenten zijn getekend.



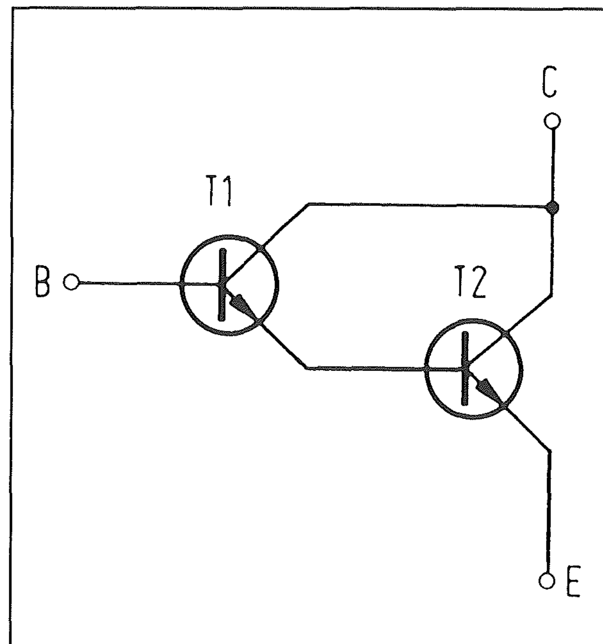
Figuur 3/11.3-2: Het bootstrap principe toegepast op een emittervolger.

Het uitgangssignaal, de spanning op de emitter, wordt via de condensator C2 teruggekoppeld naar de ingang. Tussen de ingang en de basis is een weerstandsdeler opgenomen. De condensator C2 moet een hele hoge waarde hebben, in ieder geval zo'n hoge waarde dat de impedantie van het onderdeel voor alle signaalfrequenties te verwaarlozen is. De werking is vrij eenvoudig te verklaren. Stel dat op de ingang een signaal met een frequentie van 1 kHz wordt aangeboden. Dit signaal belandt op de basis van de emittervolger en via de werking van de geaarde collector schakeling ook op de emitter. Via dit punt met een zeer lage impedantie wordt het 1 kHz signaal via de bootstrap condensator C2 teruggekoppeld naar het knooppunt tussen beide weerstanden. Omdat de emittervolger één maal versterkt en zowel emitter als C3 een zeer lage impedantie hebben, zal op het knooppunt van beide weerstanden een signaalspanning ontstaan die op een fractie na even groot is als de ingangsspanning. Bovendien zijn beide signalen in fase. Maar het gevolg is dus dat over de weerstand R2 zo goed als

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

geen signaal staat. Beide aansluitingen staan immers op ongeveer dezelfde spanning. Als er over een weerstand nauwelijks spanning staat, dan zal er ook nauwelijks stroom doorheen vloeien. Het gevolg is dus dat het signaal op de ingang een zeer hoge impedantie "ziet".
Dank zij het bootstrap principe kan men de schijnbare ingangsimpedantie van een emittervolger opvoeren tot in het MΩ-bereik.

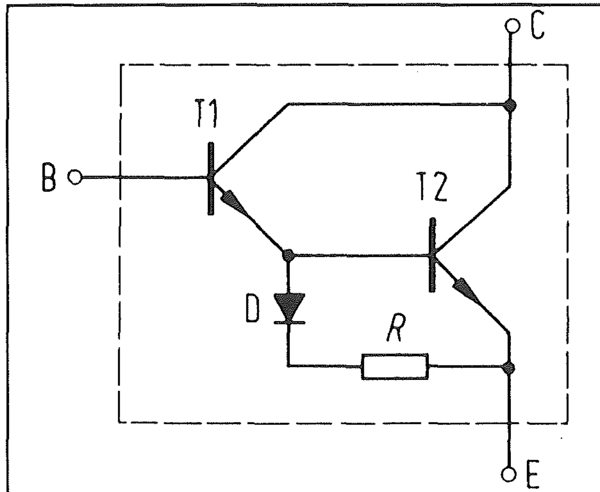
De darlington
Een andere methode waarmee de ingangsimpedantie van een emittervolger opgevoerd kan worden is gebruik te maken van het darlington principe. Een darlington is in feite niets anders dan een combinatie van twee emittervolgers.
Het basisschema is getekend in figuur 3/11.3-3. De darlington-combinatie kan behandeld worden als een gewone transistor. De totale stroomversterking is gelijk aan het ***product*** van de stroomversterkingen van beide transistoren:
$\beta_{totaal}=\beta_1 \cdot \beta_2$
Als beide transistoren identiek zijn en een stroomversterkingsfactor van 250 hebben, wordt de totale stroomversterking dus gelijk aan 62.500! Het gevolg is dat men de weerstanden in de basis heel hoogohmig kan maken en een van de belemmerende factoren voor het verkrijgen van een zeer hoge ingangsimpedantie wegvalt. Ook de basis/emitter-weerstand van de eerste trap wordt nu schijnbaar verhoogd, zodat ook dit geen belemmering is voor een hoge ingangsimpedantie.
Darlington's kunnen uit discrete transistoren samengesteld worden, maar worden ook als dusdanig op de markt gebracht. In de meeste gevallen is dan, volgens het schema van figuur 3/11.3-4, een diodenetwerkje aanwezig, waarmee de instelling van de basis-emitter spanning van de eindtransistor wordt verzorgd. Deze diode heeft echter nog een tweede belangrijke functie. Zoals men weet verloopt de stroomversterking van een transistor in functie van de temperatuur. Bij een darlington krijgt men uiteraard erg veel last van dit verloop. Als de diode in goed thermisch contact staat met de transistoren (hetgeen bij integratie uiteraard vanzelfsprekend is) zal de variatie in de geleidingsspanning van de diode in functie van de temperatuur het geheel stabiliseren. Het temperatuursverloop van de stroomversterking wordt dan tegengewerkt door het verloop in de diodespanning.



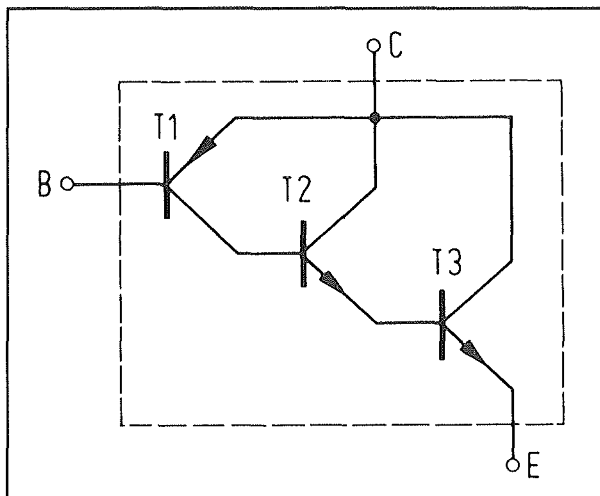
Figuur 3/11.3-3: Het principe van de darlington.

PNP/NPN darlington
De eenvoudige darlington bestaat uit twee transistoren van dezelfde polariteit, dus 2 x PNP of 2 x NPN. Men biedt echter ook super-darlingtons aan, waarvan het intern schema getekend is figuur 3/11.3-5.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-4: Het inwendig schema van een geïntegreerde darlington.



Figuur 3/11.3-5: Het intern schema van een zogenoemde "super-darlington".

Deze bestaan uit een PNP-transistor in de ingang, gevolgd door twee NPN-halfgeleiders (of vice versa). De totale stroomversterking van zo'n combinatie wordt gegeven door de uitdrukking:

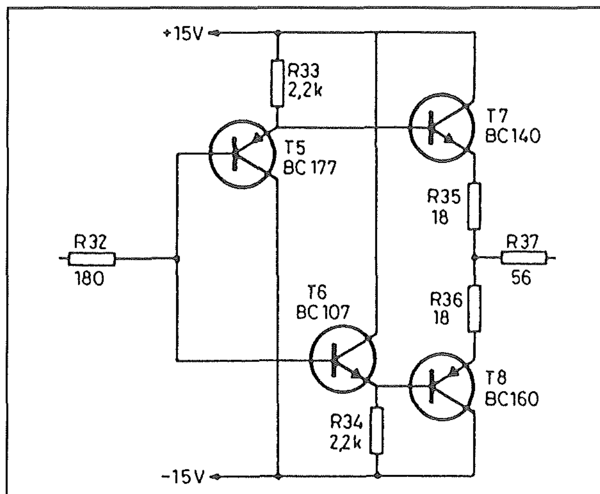
$\beta_{totaal}=\beta_1 \cdot (1+\beta_2) \cdot (1+\beta_3)$

Als de drie transistoren een stroomversterking van 250 hebben, wordt de stroomversterking van de superdarlington meer dan 15 miljoen! Dit is te vergelijken met de open-lus versterking van een normale operationele versterker.

Symmetrische buffer

Tot slot van de behandeling van transistorbuffers wordt nog gewezen op een bijzondere schakeling, die erg goede eigenschappen heeft, zeer eenvoudig in elkaar steekt en uitermate betrouwbaar werkt. De symmetrische buffer van figuur 3/11.3-6 heeft een spanningsversterking van precies één, een zeer grote stroomversterking en een bandbreedte van tientallen MHz. De schakeling bevat twee NPN/PNP-combinaties, die gevoed worden uit symmetrische voedingsspanningen. Hoewel de ingangsimpedantie van het systeem niet bijzonder hoog is, kan deze schakeling overal gebruikt worden waar een laagfrequent signaal via een lange kabel verbonden moet worden met een apparaat. Te denken valt bijvoorbeeld aan de verbinding tussen een mengpaneel en diverse eindversterkers, die zijn gemonteerd in of bij de luidsprekerboxen. Als men de uitgangen van het mengpaneel met dergelijke buffertjes afsluit is men er zeker van dat het signaal onvervormd en vrij van externe beïnvloeding bij de eindversterkers terecht komt. De in het schema ingetekende weerstand R37 is in feite overbodig, maar wordt hier gebruikt om de uitgang de gestandaardiseerde uitgangsimpedantie van 50 Ω te geven. Wie een lagere impedantie wil kan deze weerstand verlagen of zelfs weglaten. De twee emitterweerstanden R35 en R36 zorgen voor de temperatuursstabilisatie van het systeem. Zou, om de een of andere reden, de stroom door de uitgangstrap stijgen, dan valt er meer spanning over deze weerstanden waardoor de basis/emitterspanning vermindert en de transistoren minder in geleiding worden gestuurd. De

stroomstijging wordt op deze manier automatisch tegengewerkt.



Figuur 3/11.3-6: Het schema van een symmetrische transistorbuffer met superieure kwaliteiten.

Algemeen bruikbare eentrap versterkers

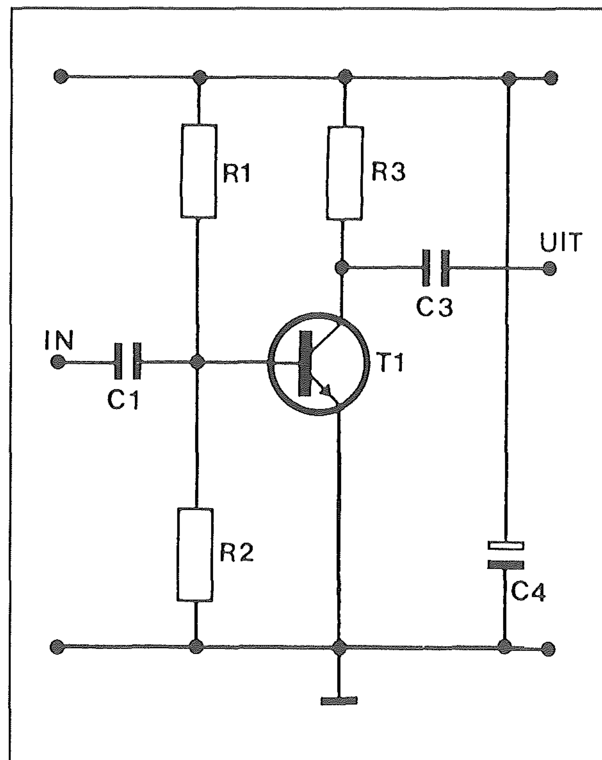
Inleiding

Eentrap versterkers zijn de eenvoudigste transistorversterkers die, zoals de naam suggereert, slechts één transistor als versterkend element bezitten. Dergelijke schakelingen zijn alles behalve ideaal, tenzij men genoegen neemt met een geringe versterking.

Een eentrap versterkertje is bijvoorbeeld de aangewezen schakeling om de uitgangsspanning van een of ander apparaat op te peppen tot een gestandaardiseerde waarde, bijvoorbeeld 0,707 $V_{effectief}$, alvorens het aan een mengpaneel wordt aangeboden. Meer dan tien maal zal de schakeling dan niet hoeven te versterken en dat kan zonder bezwaar met een schakeling met één transistor.

Van basis tot bruikbare schakeling

Het eenvoudigste schema van een transistorversterker met één trap is getekend in figuur 3/11.3-7. De halfgeleider wordt op de in hoofdstuk 3/11.2 beschreven manier ingesteld door middel van een weerstandsdeler in de basis. De emitter ligt rechtstreeks aan de massa, het versterkte signaal wordt afgenomen van de collector. De basis wordt dus ingesteld op een spanning van ongeveer 0,65 V.

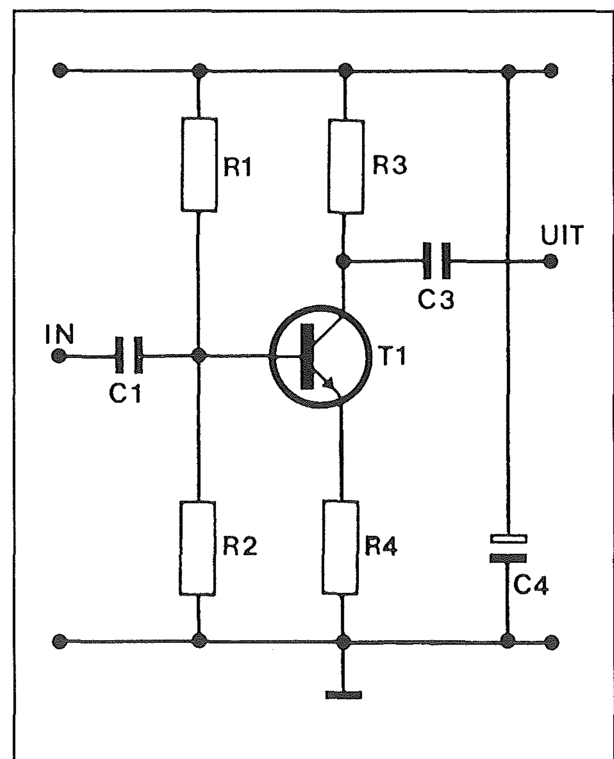


Figuur 3/11.3-7: Het meest eenvoudige ontwerp van een transistorversterker met één trap.

Deze schakeling heeft wél een grote stroomversterking (en dus ook signaalversterking) maar heeft verder niets anders dan nadelen. Het grootste nadeel is dat de schakeling erg onstabiel is. Als de transistor iets van temperatuur verandert zal de collectorstroom toe- of afnemen, waar-

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

door de instelling van de trap in gevaar komt. Bovendien is er geen tegenkoppeling aangebracht, waardoor de signaalvervorming heel erg groot zal zijn.
Een eerste verbetering is het aanbrengen van een kleine weerstand in de emitter, zoals getekend in figuur 3/11.3-8. Deze weerstand zorgt voor een tegenkoppeling, waardoor de versterking dramatisch gereduceerd wordt, maar de stabiliteit toeneemt en de vervorming daalt. De collectorstroom vloeit ook door de weerstand R4 en zal hierover een bepaalde spanning opbouwen. Deze emitterspanning stabiliseert de werking van de schakeling. Stel bijvoorbeeld dat de collectorstroom door temperatuursinvloed zou willen stijgen. Het gevolg is dat over de emitterweerstand een grotere spanning valt, waardoor de basis/emitter-spanning kleiner wordt. De basis ontvangt minder stroom, waardoor de oorspronkelijke ongewenste stijging van de collectorstroom wordt tegengewerkt. Ook de signaalstroom zal over de emitterweerstand een kleine signaalspanning genereren. Deze spanning zorgt ervoor dat de transistor, ook wat betreft signaal, minder wordt open gestuurd en de signaalstroom in de collector veel kleiner wordt dan in het geval zonder emitterweerstand. Hierdoor gaat de signaalversterking dus dalen. Over het algemeen is de waarde van de emitterweerstand R4 ongeveer gelijk aan een tiende van de collectorweerstand. De signaalversterking wordt grosso modo vastgelegd door de verhouding tussen collector- en emitterweerstanden.
Door het aanbrengen van die ene kleine emitterweerstand daalt de signaalversterking van de trap van enige honderden tot maximaal tien á twintig. Als deze versterkingsfactor te laag is en men toch met één enkele transistor wil werken kan de schakeling van figuur 3/11.3-9 worden toegepast. Over de kleine emitterweerstand wordt een grote condensator geschakeld. Zoals bekend heeft een condensator een zeer kleine wisselstroomimpedantie. Het gevolg is dat de emitterweerstand wél aanwezig is voor de gelijkstroom die de instelling van de transistor bepaalt, maar zo goed als kortgesloten wordt voor de wisselstromen die door de trap vloeien. Op deze manier blijft de schakeling temperatuurstabiel op instelgebied, maar kan men toch een signaalversterking van enige honderden verkrijgen.



Figuur 3/11.3-8: Het stabiliseren van de trap door het aanbrengen van een emitterweerstand.

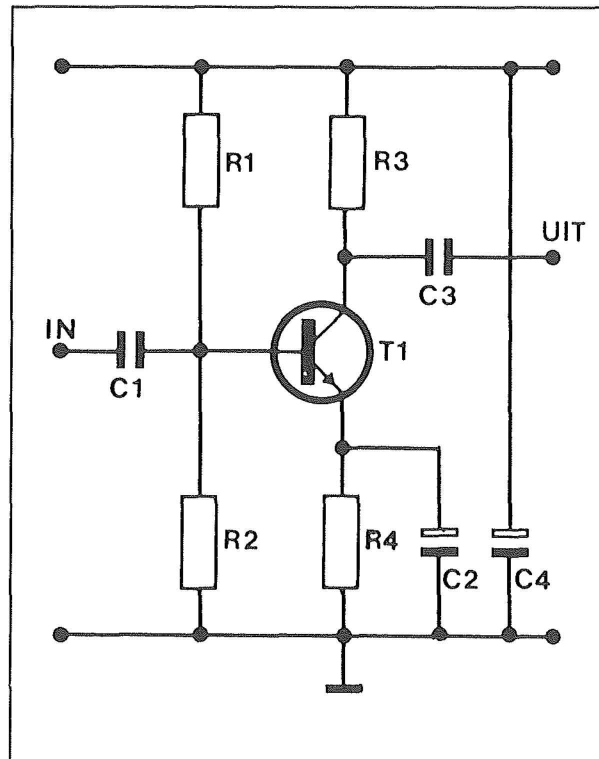
De schakeling van figuur 3/11.3-9 gedraagt zich dus voor gelijkspanningen als de schakeling van figuur 3/11.3-8 en voor wisselspanningen als de schakeling van figuur 3/11.3-7. Dit lijkt ideaal, maar dat

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

is niet zo! Tussen transistoren met hetzelfde typenummer bestaan namelijk grote afwijkingen in de versterkingsfactor.
Het gevolg is dat de wisselspanningsversterking van de schakeling van figuur 3/11.3-9 kan variëren tussen 200 en 800, een ongewenste situatie. Op de een of andere manier moet dus de wisselspanningsversterking van de trap ook gestabiliseerd worden. Dat kan door de schakeling uit te breiden tot het schema dat in figuur 3/11.3-10 is getekend. Nu wordt een kleine weerstand in serie met de emittercondensator opgenomen. Het gevolg is dat de emitterimpedantie voor wisselspanning nu wordt bepaald door de waarde van die weerstand en de wisselspanningsversterking wordt gegeven door de verhouding tussen R1 en R3.
Conclusie: de gelijkspanningsinstelling van de trap wordt gestabiliseerd door de weerstand R2, de wisselspanningsversterking door de weerstand R3.

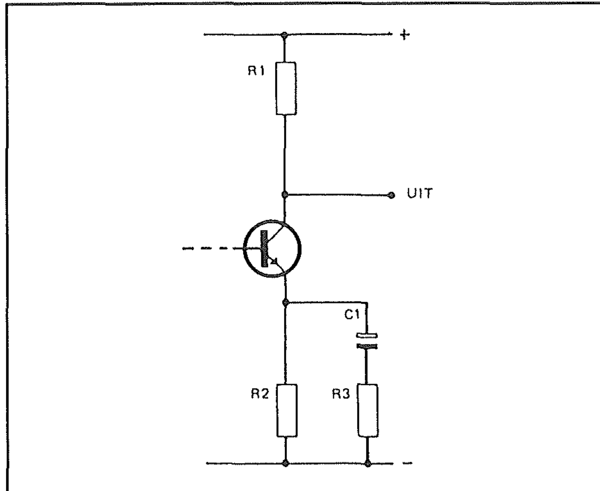
Belangrijke opmerking
De eentrap versterker met ingang in de basis en uitgang in de collector is per definitie een schakeling die een fasedraaiing van 180 ° veroorzaakt. Als het signaal op de basis stijgt, dan zal het versterkte signaal op de collector dalen.

Bootstrapping bij de eentrap versterker
De eentrap versterker heeft een tamelijk geringe ingangsimpedantie. Nu zou men dit probleem kunnen oplossen door een emittervolger voor de versterker te schakelen.
Men kan echter ook het reeds beschreven bootstrap principe toepassen. Hoe dat gaat is getekend in figuur 3/11.3-11. De grote condensator C2 is de bootstrap condensator, die het signaal van de emitter ***in fase*** terugkoppelt naar de basis. Voor het te versterken signaal lijkt het nu net alsof de weerstandsdeler R1/R2 veel hoogohmiger is dan voor gelijkspanning. Het zal duidelijk zijn dat het nu niet mogelijk is de emitter te ontkoppelen door een condensator naar de massa te schakelen. Dan kan er immers geen signaal teruggekoppeld worden van de emitter naar de basis. Vandaar dat de wisselspanningsversterking van de schakeling klein is, met de getekende onderdelenwaarden wordt een versterking van ongeveer 4,2 bereikt. Door het bootstrap effect heeft de schakeling echter een ingangsimpedantie van ongeveer 500 kΩ, hetgeen voor de meeste toepassingen meer dan voldoende is.

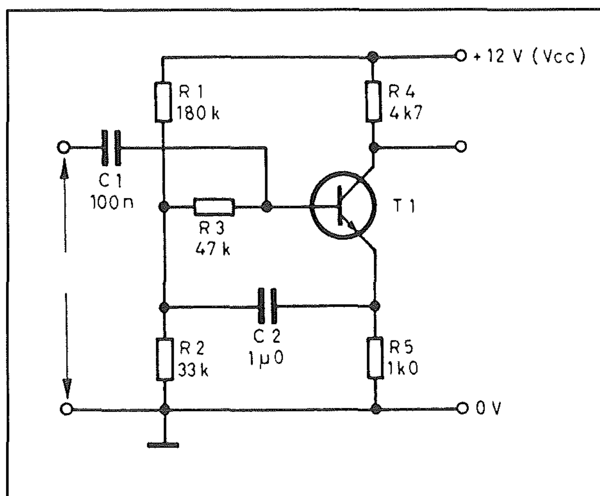


Figuur 3/11.3-9: Door het aanbrengen van een condensator tussen de emitter en de massa blijft de schakeling stabiel, maar neemt de wisselspanningsversterking toe.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-10: Het meest ideale schema van een laagfrequent versterker met één transistor.



Figuur 3/11.3-11: Het toepassen van het bootstrap principe bij een enkeltrap versterker.

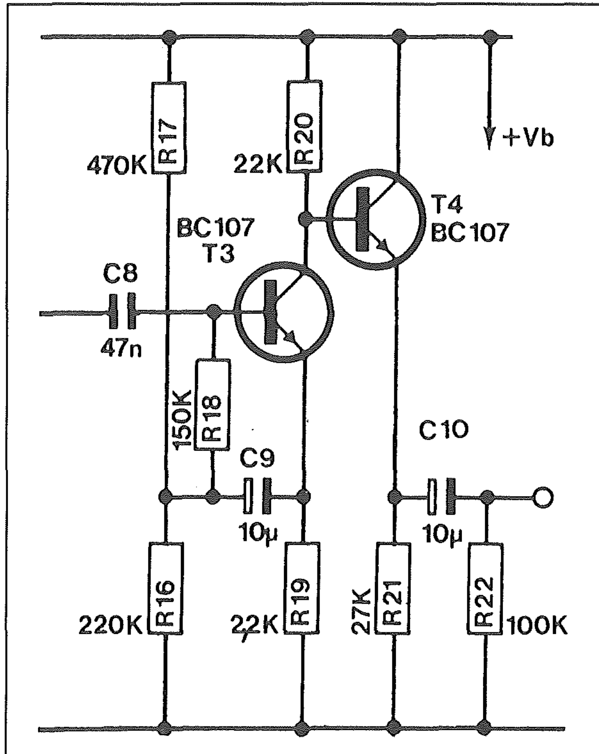
Verlagen van de uitgangsimpedantie

De uitgangsimpedantie van de versterker met enkele transistor is tamelijk hoog. Dit euvel valt alleen op te lossen door de versterker af te sluiten met een emittervolger. Natuurlijk is het dan niet noodzakelijk de emittervolger afzonderlijk in te stellen. De basis van deze trap kan rechtstreeks gekoppeld worden met de collector van de versterker. Er ontstaat dan het resultaat van figuur 3/11.3-12, het praktisch erg bruikbaar schema van een versterker met een ingangsimpedantie van meer dan 0,5 MΩ, een uitgangsimpedantie van ongeveer 47 Ω en een signaalversterking van ongeveer 10.

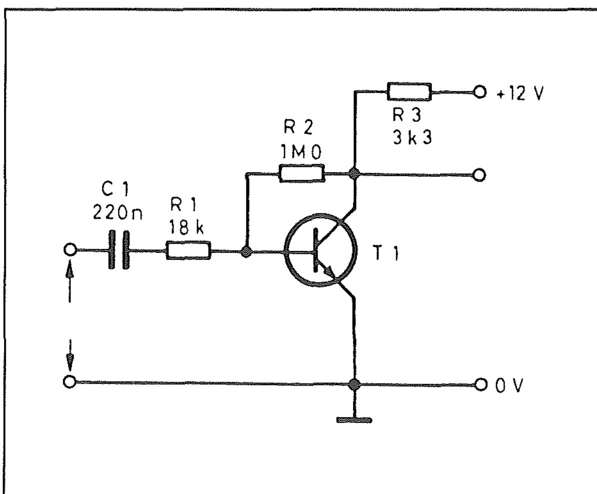
Alternatieven

De schema's van de figuren 3/11.3-10 tot en met -12 zijn de standaard schema's van eentrap transistorversterkers. Toch treft men soms een alternatieve manier aan om de instelling en de versterking van een eentrap versterker te stabiliseren. In het schema van figuur 3/11.3-13 wordt de emitter weer rechtstreeks met de massa verbonden.

De instelling van de basis wordt nu niet rechtstreeks uit de voeding verzorgd, maar vanuit de collector. Door deze rechtstreekse terugkoppeling via R2 van de uitgang naar de ingang ontstaat een stabiliserend effect. Stel dat de transistor onder invloed van een stijgende temperatuur meer wil gaan geleiden. De collectorstroom stijgt, de spanning op de collector daalt. Het gevolg is nu dat er via R2 minder stroom naar de basis zal vloeien, zodat de stroomstijging wordt tegengewerkt. Het zal duidelijk zijn dat de terugkoppelweerstand R2 ook zorgt voor een reductie van de signaalversterking. De wisselspanningsversterking wordt bepaald door de verhouding tussen R2 en R1, zodat in het getekend voorbeeld een signaalversterking van ongeveer 50 verwacht kan worden. De lage ingangsimpedantie van de schakeling kan weer gecompenseerd worden door het bootstrap principe toe te passen. Omdat bij het bootstrap principe steeds in fase moet worden teruggekoppeld, moet er een weerstand in de emitter worden opgenomen.

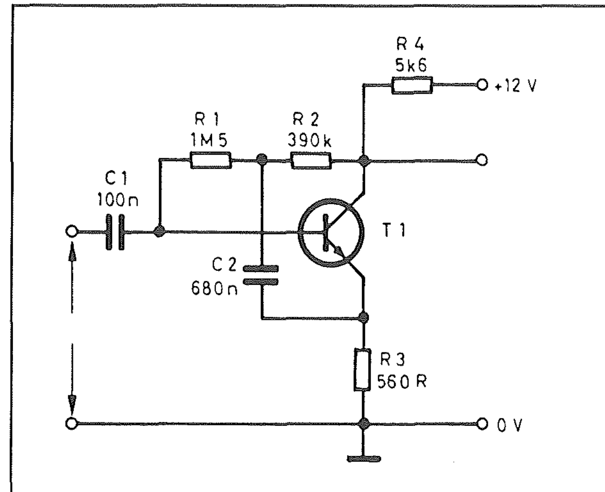


Figuur 3/11.3-12: Een eentrap versterker met bootstrapping aan de ingang en emittervolger aan de uitgang.



Figuur 3/11.3-13: Een alternatieve instelling en stabilisering van een eentrap versterker.

Het resultaat is het schema van figuur 3/11.3-14, een eentrap versterker met goede stabilisatie, een ingangsimpedantie van ongeveer 500 kΩ en een signaalversterking van ongeveer 10.



Figuur 3/11.3-14: Het toepassen van het bootstrap principe bij het schema van figuur 3/11.3-13.

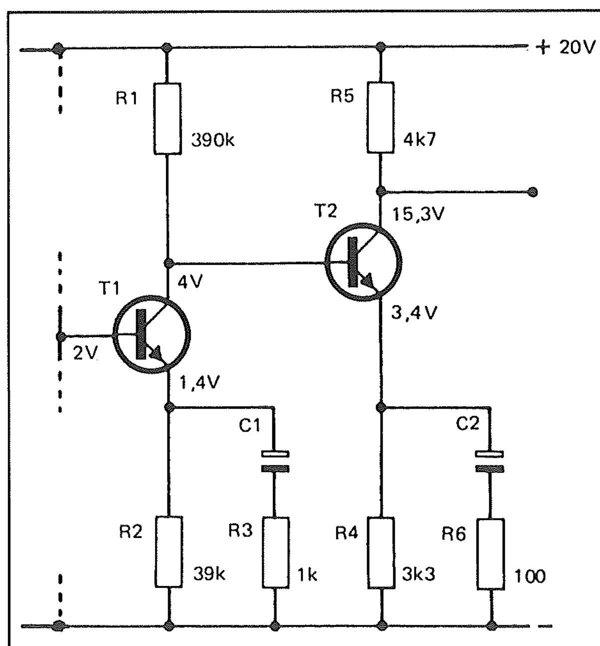
Algemeen bruikbare tweetrap versterkers

Inleiding

Met een eentrap versterker kan men slechts geringe signaalversterkingen verkrijgen, althans in de waarschijnlijk terechte veronderstelling dat men prijs stelt op een stabilisatie van de instelling en een lage vervorming. Wil men meer versterken, dan zal men meer dan een transistor moeten inschakelen. Nu zou men daarvoor in principe twee schakelingen volgens figuur 3/11.3-10 achter elkaar kunnen schakelen, zodat een direct gekoppelde tweetrap schakeling volgens figuur 3/11.3-15 ontstaat. De eerste trap versterkt 390 kΩ gedeeld door 1 kΩ is gelijk aan 390 keer. De wisselspanningsverster-

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

king wordt immers gedicteerd door de verhouding tussen de collectorweerstand en de weerstand in serie met de emittercondensator. De tweede trap versterkt 4,7 kΩ gedeeld door 100 Ω is gelijk aan 47 keer. De totale signaalversterking van deze schakeling is dus ongeveer gelijk aan 18.330. Ongeveer, omdat de versterking van de eerste trap iets lager zal uitvallen, vanwege de belasting van deze trap door de basisstroom van de tweede transistor.

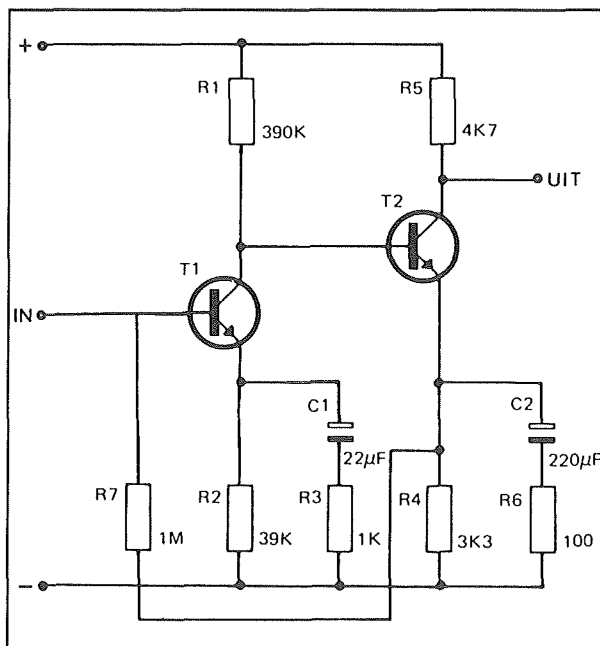


Figuur 3/11.3-15: De meest eenvoudige schakeling van een tweetrap versterker.

De instelling van de basis is niet getekend. Deze kan natuurlijk via een spanningsdeler worden verzorgd, maar men zou de basis ook op de noodzakelijke 2 V kunnen instellen via een emittervolger, die voor een hoge ingangsimpedantie zorgt. De spanningsversterking van deze schakeling zal weinig te wensen overlaten. Maar wat betreft de stabiliteit moet het ergste gevreesd worden! De stabilisatie door middel van een emitterweerstand is goed bruikbaar voor één trap. De kleine variaties op de instelling hebben geen grote verschuivingen in de collectorspanning tot gevolg. Maar als men de collectorspanning van de eerste trap gebruikt voor het instellen van de tweede trap, dan zullen deze kleine variaties door de tweede trap extra versterkt worden, waardoor het heel goed mogelijk is dat de tweede trap volledig vast loopt tegen de voedingsspanning of de massa. Wil men twee trappen rechtstreeks koppelen, dan ***moet*** men een vorm van tegenkoppeling gaat toepassen, waardoor de uitgangsspanning van de tweede trap de instelling van de eerste trap mede bepaalt. Het systeem zal zichzelf dan stabiliseren waardoor afwijkingen van de instelspanningen, bijvoorbeeld onder invloed van de temperatuur, automatisch gecompenseerd worden.

Tweetrap versterker met tegenkoppeling
Het schema van een praktisch bruikbare tegengekoppelde tweetrap versterker is getekend in figuur 3/11.3-16. De spanning op de emitter van de tweede transistor wordt nu gebruikt voor het instellen van de basis van de eerste trap. De werking is gemakkelijk te doorgronden. Op het moment dat de voeding wordt ingeschakeld staan alle punten uiteraard op massapotentiaal. Het gevolg is dat de basis van de eerste transistor geen sturing ontvangt en deze halfgeleider volledig in sper staat ingesteld. De collectorspanning is gelijk aan de voedingsspanning. De tweede transistor zal nu via de weerstand R1 een flinke basisstroom gaan trekken. Het gevolg is dat T2 flink gaat geleiden en een grote collectorstroom door R5 en R4 stuurt. Over R4 ontstaat een grote spanning, die via de weerstand R7 de basis van de eerste transistor stuurt. Deze halfgelei-

der gaat nu ook geleiden, waardoor er collectorstroom door R1 gaat lopen. De spanningsval over deze weerstand heeft tot gevolg dat de collectorspanning daalt en de basisstroom van de tweede transistor kleiner wordt. Het in geleiding komen van de eerste transistor heeft dus tot gevolg dat de tweede transistor minder gaat geleiden. De waarde van de weerstanden R4 en R7 bepaalt nu de evenwichtsituatie, waarbij beide halfgeleiders elkaar in een bepaalde mate in geleiding houden. Het zal duidelijk zijn dat deze situatie uitermate stabiel is. Iedere wijziging in bijvoorbeeld de versterkingsfactor van een van de transistoren wordt onmiddellijk gecorrigeerd doordat de andere transistor dan minder of meer gaat geleiden en daardoor de eerste transistor zo stuurt, dat de oorspronkelijke variatie wordt tegengewerkt.

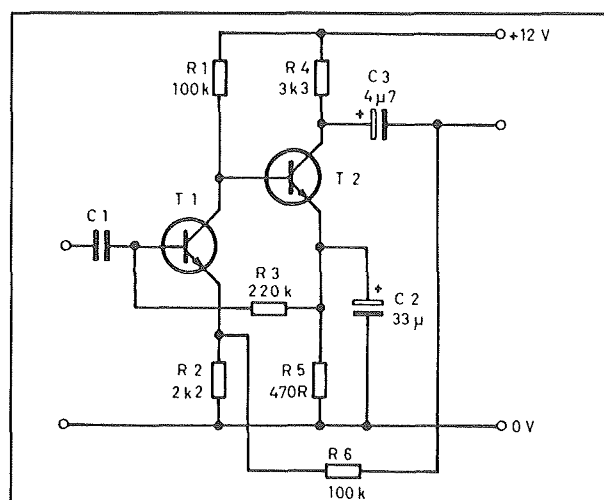


Figuur 3/11.3-16: Het schema van een tweetrap versterker met tegenkoppeling voor de stabilisatie van het instelpunt.

Het stabiliseren van de schakeling op gelijkspanningsgebied heeft ook invloed op de wisselspanningsversterking. Op de emitter van T2 staat immers ook een klein signaaltje en ook dit signaaltje wordt via de weerstand R7 teruggekoppeld naar de basis. Hierdoor wordt de eerste transistor minder met signaal gestuurd (het signaal op de emitter van T2 is immers in tegenfase!), waardoor de signaalversterking iets gaat dalen. Als de waarde van R7 echter zeer groot is ten opzichte van de overige weerstanden is dit versterkingsverlies te verwaarlozen.

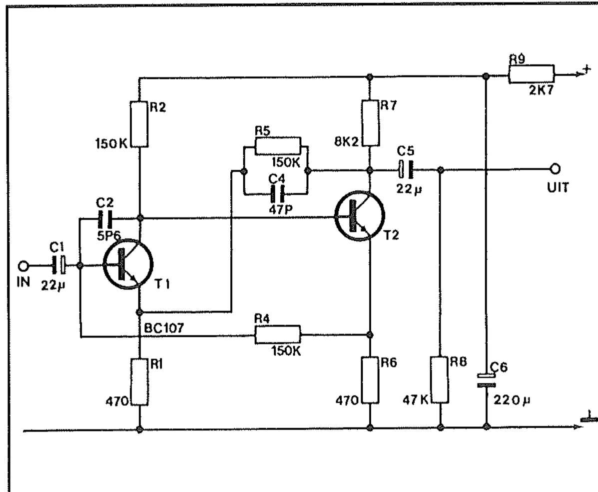
Praktische schakelingen

Op het basisschema van figuur 3/11.3-16 zijn ontelbare variaties bedacht. Vaak wordt de eerste terugkoppeling van emitter$_{T2}$ naar basis$_{T1}$ nog eens aangevuld met een tweede terugkoppelingvan collector$_{T2}$ naar emitter$_{T1}$. Ook deze punten zijn immers in tegenfase! Doel is de schakeling nog stabieler te maken en de signaalvervorming te minimaliseren.

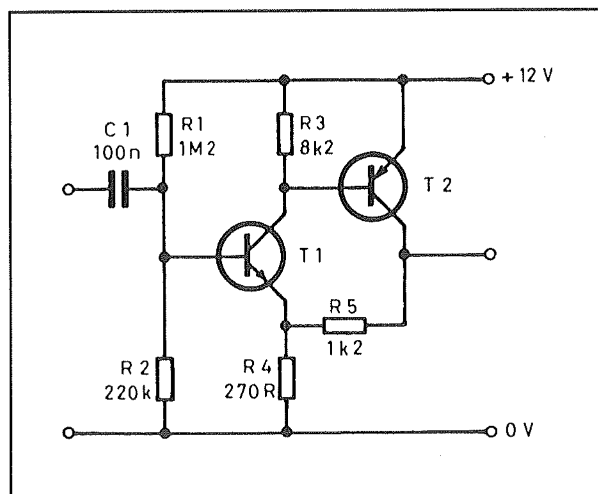


Figuur 3/11.3-17: Een tweetrap versterker met dubbele terugkoppeling.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-18: Een alternatief schema, waarbij beide tegenkoppelingen resistief zijn.



Figuur 3/11.3-19: Een voorbeeld van een tweetrap versterker met een PNP/NPN-combinatie.

In figuur 3/11.3-17 is een praktisch voorbeeld van een dergelijke schakeling getekend. De signaalversterking is gelijk aan 46, de uitgangsimpedantie laag en de ingangsimpedantie hoog. De terugkoppeling via R3 is resistief en werkt dus in op de gelijkspanningsinstelling van de schakeling. De emitter van T2 is immers door de condensator C2 ontkoppeld en bevat geen signaalspanning! De tweede terugkoppeling via R6 is capacitief (immers, er wordt na de scheidingscondensator C3 afgenomen) en werkt dus alleen in op de signaalversterking. De waarde van de weerstand R6 bepaalt zowel de grootte van de in- als van de uitgangsimpedantie. Dit lijkt niet voor de hand liggend, maar is een gevolg van de tegenkoppeling van het signaal die door deze weerstand wordt geïntroduceerd. Als R6 kleiner wordt zal de uitgangsimpedantie afnemen, maar de ingangsimpedantie toenemen.

In figuur 3/11.3-18 is een alternatieve schakeling getekend, waarbij de twee tegenkoppelingen resistief zijn uitgevoerd en dus beiden de instelling stabiliseren. Omdat bovendien de emitter van de tweede trap niet capacitief ontkoppeld is, werkt ook de tegenkoppeling via de weerstand R4 in op de signaalversterking. De signaalversterking wordt hoofdzakelijk bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R5 en R1 en bedraagt, met de ingetekende waarden, ongeveer 300 maal. De condensatoren C2 en C4 zijn aangebracht om de bandbreedte van de schakeling iets te beperken. Het heeft weinig zin om typische laagfrequent versterkers te laten doorlopen tot in het MHz-gebied. Een kaarsrechte doorlaatband tot 500 kHz is voor dit soort toepassingen meer dan voldoende. De kleine condensatoren vormen een kortsluiting voor hoge frequenties, waardoor de versterking voor deze frequenties gaat dalen.

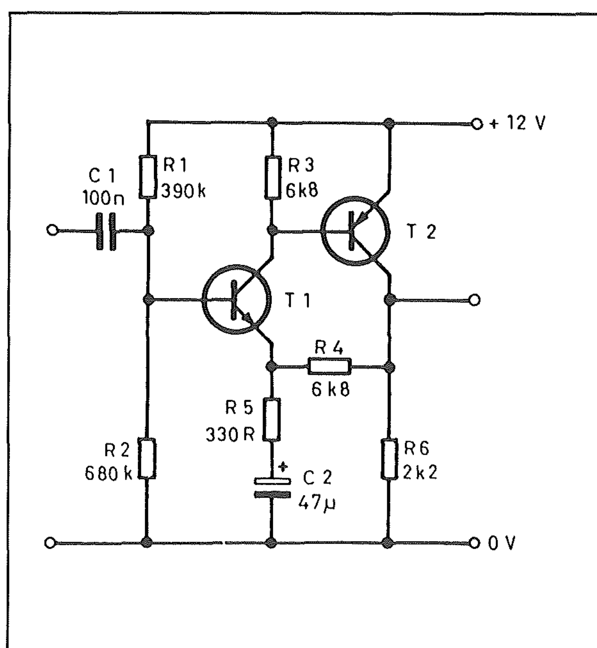
NPN/PNP-combinaties

Naast tweetrap versterkers met twee PNP- of twee NPN-transistoren zijn diverse schakelingen ontwikkeld, waarbij gebruik wordt gemaakt van een combinatie van een PNP- en een NPN-transistor. Het grote voordeel is dat men veel minder weer-

standen nodig heeft om identieke versterkingsfactoren te verkrijgen.
In figuur 3/11.3-19 is een typisch voorbeeld van een dergelijke schakeling getekend. Deze versterker is zeer sterk tegengekoppeld. Het nadeel is dat de signaalversterking daardoor daalt tot ongeveer 5, maar daar staat tegenover dat de signaalvervorming tot ver onder de 0,01 % daalt! Dergelijke schakelingen kunnen ingezet worden in hoogwaardige LF-apparatuur, bijvoorbeeld voor het oppeppen van de uitgangsspanning van een tuner tot de standaard waarde van 0,707 V. De signaalversterking wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R5 en R4 en wel volgens de formule:

$A_{signaal}=(R4+R5)/R4$

Nadien kan de uitgang van de schakeling op de helft van de voedingsspanning ingesteld worden door het veranderen van de verhouding tussen de weerstanden R1 en R2. Door de sterke tegenkoppeling via R5 heeft de schakeling een zeer hoge ingangsimpedantie en een zeer lage uitgangsimpedantie.
Men kan berekenen dat de uitgangsimpedantie van de getekende schakeling slechts ongeveer 10 Ω bedraagt! Het afsluiten met een emittervolger is dus volstrekt overbodig. Een ander voordeel van deze schakeling is dat er geen faseverschil bestaat tussen het ingangs- en het uitgangssignaal. De schakeling van figuur 3/11.3-19 heeft goede eigenschappen. Het enige nadeel is dat door het instellen van de signaalversterking (R4, R5) ook de instelling van de trap varieert, waardoor men dan weer met R1 en R2 moet gaan stoeien. Het is dus niet mogelijk de versterking door middel van een instelpotentiometertje over een groot bereik instelbaar te maken. Met de schakeling die in figuur 3/11.3-20 wordt voorgesteld kan dat wél. Het enige verschil is dat de signaaltegenkoppeling wordt gescheiden van de instellingstegenkoppeling door het introduceren van de condensator C2. Uiteraard moet er nu een extra weerstand R6 worden aangebracht want anders kan transistor T2 geen stroom geleiden. Ook nu wordt de signaalversterking volgens de reeds gegeven formule bepaald door de verhouding tussen R4 en R5. Men kan nu echter deze verhouding wijzigen zonder dat de instelspanningen van de trappen worden verstoord. Door bijvoorbeeld R4 onder de vorm van een instelpotentiometertje uit te voeren kan men de signaalversterking van deze schakeling aan de behoeften aanpassen.
Doordat signaal en instelling op een andere manier worden tegengekoppeld, moet men wel rekening houden met een ietsje meer vervorming dan bij de schakeling van figuur 3/11.3-19.



Figuur 3/11.3-20: Met deze schakeling kan men de signaalversterking wijzigen zonder de instelling te beïnvloeden.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

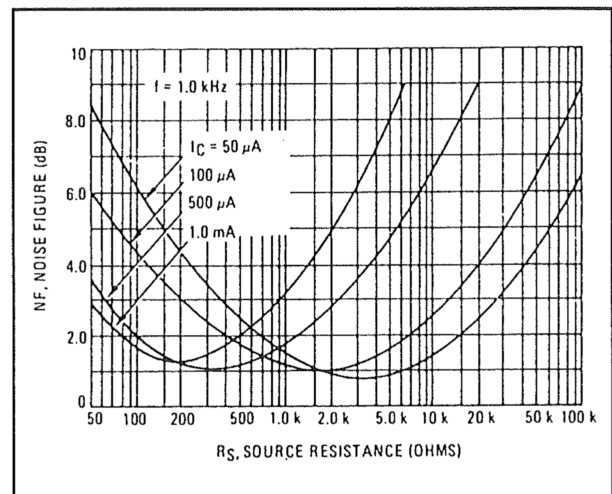
Microfoonversterkers

Inleiding

Aan microfoonversterkers worden tamelijk hoge eisen gesteld. De uitgangsspanning van de meeste typen is extreem laag (enige mV), waarbij bovendien vaak met een lage eigen impedantie wordt gewerkt. Een microfoonversterker moet dus flink versterken (hetgeen geen probleem is) maar zo min mogelijk eigen ruis produceren (hetgeen een groot probleem is).

Transistor ruis

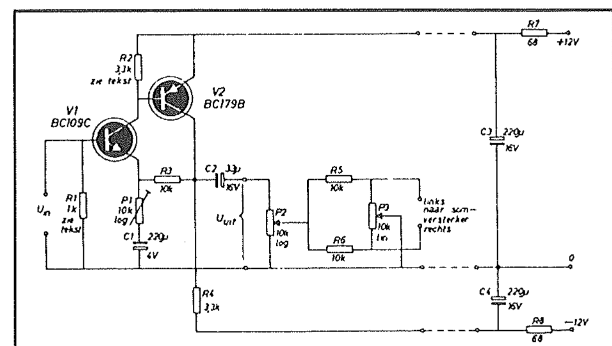
Zoals alle elektronische onderdelen produceren ook transistoren ruis. Ruis is het resultaat van een heleboel nogal ingewikkelde fysische verschijnselen. Men zou een heel hoofdstuk kunnen vullen met diep-wiskundige beschouwingen over ruis! Waar het echter in het kader van dit hoofdstuk om gaat is natuurlijk de vraag hoe men een transistor zo min mogelijk ruis kan laten produceren. Er bestaat een bepaald verband tussen de collectorstroom, de bronimpedantie in de basis en de ruis die een transistor produceert.
Dit verband wordt samengevat in een karakteristiek, zie figuur 3/11.3-21, die bij de technische gegevens van alle transistoren opgenomen wordt. Uit deze karakteristiek blijkt duidelijk dat de geproduceerde ruis met een factor vier kan variëren in functie van de collectorstroom. Voor een transistor als een BC 109 is, bij een bronimpedantie van 600 Ω (de standaard impedantie van een heleboel microfoons) de eigen ruis van de halfgeleider het laagst als de collectorstroom wordt ingesteld op ongeveer 180 μA.
Zakt de bronimpedantie tot 200 Ω, dan moet men ongeveer 400 μA door de collector sturen om zo min mogelijk transistorruis te krijgen. Dergelijke gegevens moeten goed in de gaten worden gehouden als men zélf gaat stoeien met het ontwerpen van microfoonversterkers!



Figuur 3/11.3-21: Het verband tussen de bronimpedantie, de collectorstroom en de ruis van een transistor.

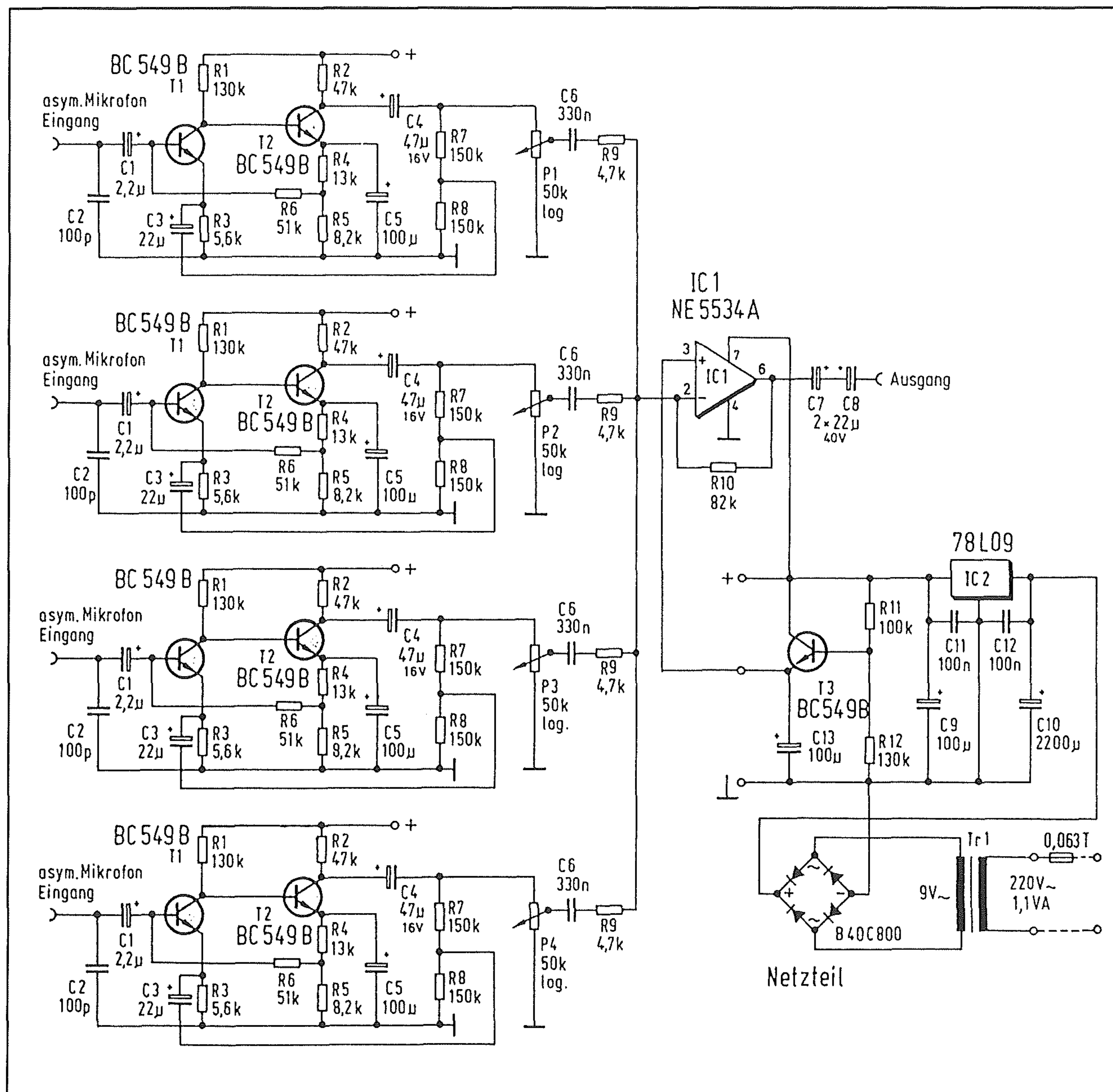
PNP/NPN-combinatie

In de meeste gevallen zijn microfoonversterkers samengesteld uit een tweetrap versterker met een NPN/PNP-combinatie. In figuur 3/11.3-22 is een praktisch bruikbare schakeling getekend.



Figuur 3/11.3-22: Het schema van een versterker voor dynamische microfoons met een PNP/NPN-combinatie.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-23: Het schema van een mengversterker met vier microfooningangen.

De microfoon wordt rechtstreeks aangesloten op de basis van de eerste transistor. Voor het instellen van de trap is dat geen probleem omdat met symmetrische voedingen wordt gewerkt. De signaalversterking wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R3 en P1. De weerstand R2 stelt de collectorstroom van de eerste transistor in. Deze moet afgeregeld worden op minimale ruis in het uitgangssignaal. Het versterkte signaal wordt afgenomen van de collector van V2. Via de scheidingscondensator C2 belandt het signaal op de volumepotentiometer P2. De loper van deze potentiometer gaat naar een weerstandnetwerkje, waarvan de potentiometer P3 de spil is. Dit is de zogenoemde "panoramaregeling". Met deze

potentiometer kan het signaal van de microfoon verdeeld worden tussen het linker en rechter kanaal van een stereoinstallatie. Staat de loper van P3 in de middenstand, dan krijgen beide kanalen even veel microfoonsignaal toegevoerd en lijkt het alsof de spreker in het midden staat. Door de loper van P3 te verdraaien kan men de "plaats" van de spreker instellen tussen uiterst links en uiterst rechts.

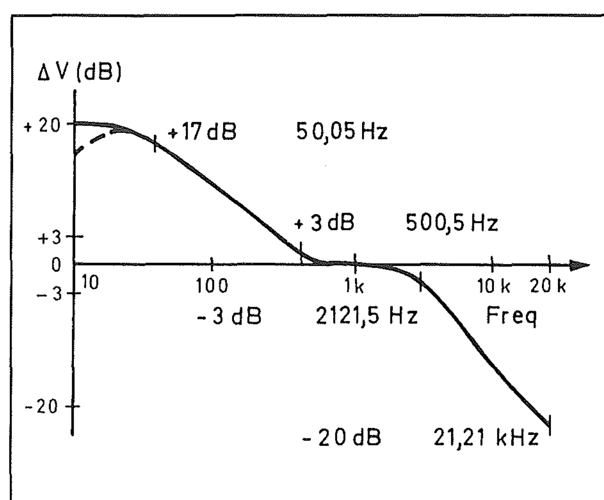
Een microfoon mengversterker
In figuur 3/11.3-23 is het schema getekend van een microfoon mengversterker met vier ingangen. Deze schakeling is bijvoorbeeld bruikbaar als vergaderversterker. De tweetrap versterkers werken volgens het principe van figuur 3/11.3-17. De grote collectorweerstanden van de eerste transistoren stellen de stroom in op minimale ruis. De condensatoren van 100 pF in de ingang zorgen voor een effectieve onderdrukking van hoogfrequente stoorsignalen, die via de afgeschermde microfoonkabels toch nog opgepikt zouden kunnen worden. De versterkte uitgangssignalen gaan naar de potentiometers P1 tot en met P4.

De vier weerstanden R9 zijn de mengweerstanden, die de signalen aanbieden aan de mengtrap rond de operationele versterker IC1. Door deze weerstanden lopen stromen waarvan de grootte recht evenredig is met de waarden van de versterkte microfoonsignalen. De niet-inverterende ingang van de op-amp wordt door middel van de schakeling rond T3 ingesteld op de helft van de voedingsspanning.
De op-amp zal er voor zorgen dat de spanning op de inverterende ingang precies gelijk wordt aan de spanning op de niet-inverterende ingang. De signaalstromen die via de weerstanden R9 worden aangevoerd zullen echter proberen de inverterende ingang op een andere spanning in te stellen. De op-amp verzet zich daartegen door een uitgangsspanning te produceren die via de terugkoppelweerstand R10 een corrigerende stroom naar de inverterende ingang stuurt. Deze terugkoppelstroom herstelt het spanningsevenwicht tussen beide ingangen. Het gevolg is echter dat op de uitgang van de op-amp een signaal ontstaat, waarvan de waarde recht evenredig is met de stromen die via de weerstanden R9 worden aangevoerd. Kortom, op de uitgang van de operationele versterker ontstaat het mengsignaal van alle microfoonsignalen.

RIAA-versterkers

Inleiding
RIAA is de afkorting van "Recording Industries Association of America". Dat is een vereniging van fabrikanten van geluidsdragers die ooit, lang geleden, een wereldstandaard heeft opgesteld waarin beschreven werd hoe geluid vast gelegd moet worden in de groeven van een langspeelplaat. Die norm is wereldwijd bekend als de "RIAA-correctie". In Europa heeft men dezelfde standaard ondergebracht in de Duitse DIN-normen 45.546 en 45.547. Dank zij deze correctie kon de dynamiek van het geluid op een plaat verhoogd worden en kon men op eenvoudige manier de plaatruis tot een vrijwel onhoorbaar niveau terug dringen. In principe komt het er op neer dat de hoge tonen flink versterkt worden alvorens zij in de groeven worden gemoduleerd en dat de lage tonen flink verzwakt worden. Bij het afspelen van een langspeelplaat moet deze opnamekarakteristiek uiter-

aard weer gecompenseerd worden door het extra versterken van de lage tonen en door het extra verzwakken van de hoge tonen. De noodzakelijke frequentiekarakteristiek van een voorversterker voor platendraaiers is weergegeven in figuur 3/11.3-24.



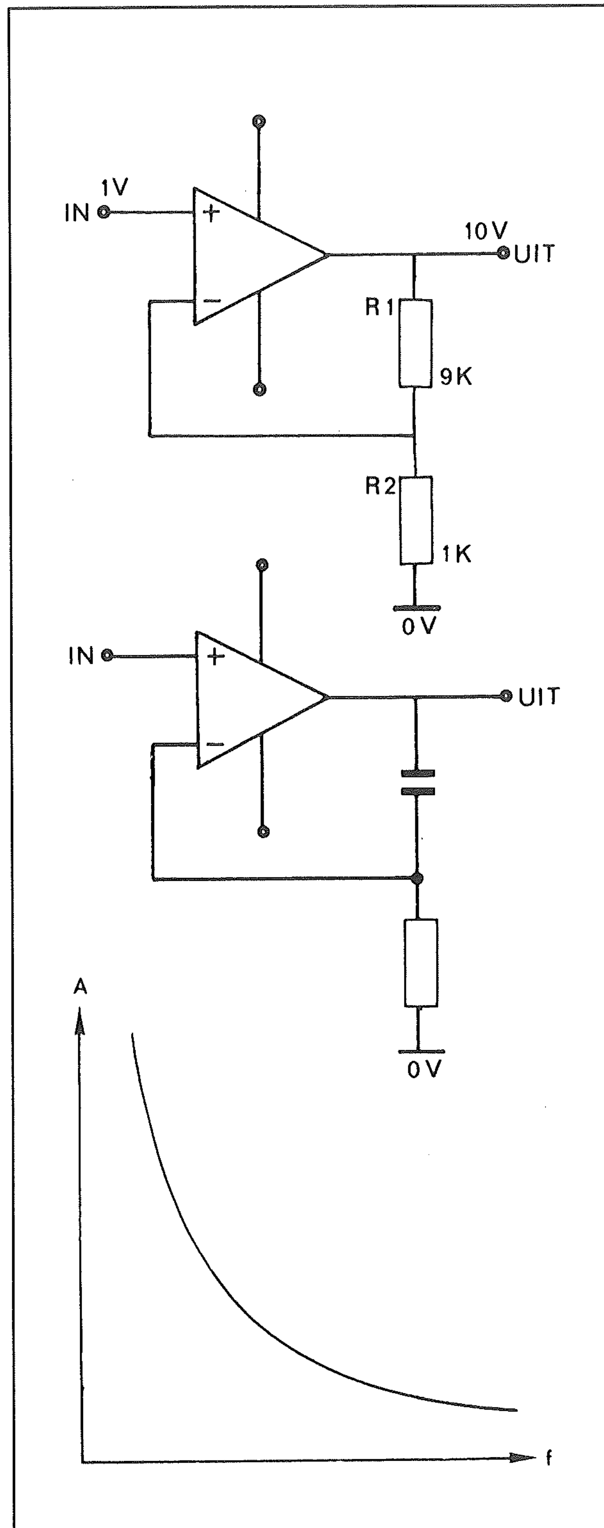
Figuur 3/11.3-24: De gestandaardiseerde weergavekarakteristiek van een RIAA-versterker.

De gestippeld getekende verzwakking van de zeer lage frequenties is een aanvulling op de norm, die in ingevoerd om het gerommel van de motor van de platendraaier te onderdrukken. Dat bleek noodzakelijk toen versterkers en luidsprekers steeds beter werden en steeds lagere frequenties konden weergeven.

Frequentie-afhankelijke terugkoppeling
De tot nu toe beschreven transistorversterkers werken lineair. Dat wil zeggen dat alle frequenties even veel versterkt worden. Bij RIAA-versterkers moet men echter de frequentiekarakteristiek van de schakeling frequentie-afhankelijk maken. Dat kan door het aanpassen van de tegenkoppeling. In de tot nu toe beschreven schakelingen werd wél tegenkoppeling toegepast, maar deze werkte volledig frequentie-onafhankelijk. De onderdelen van de tegenkoppeling waren immers zuiver resistief, zie het bovenste schema van figuur 3/11.3-25. De weerstandsdeler R1/R2 koppelt alle signalen in even grote mate terug.

Als men nu, zoals geschetst in het onderste schema van figuur 3/11.3-25, een van de onderdelen van de tegenkoppeling vervangt door een condensator, zal de schakeling niet lineair werken, maar frequentie-afhankelijk. De versterking van de trap daalt nu in functie van de frequentie, zie de grafiek in figuur 3/11.3-25. Dat is een gevolg van het feit dat een condensator geen constante impedantie heeft, maar een impedantie die afhankelijk is van de frequentie. Naarmate de frequentie stijgt zal de impedantie van de condensator dalen. De tegenkoppeling koppelt dus meer hoge frequenties terug dan lagere, zodat de tegenkoppeling groter is naarmate de frequentie stijgt. Hoe meer tegenkoppeling, hoe kleiner echter de versterking van de trap wordt. Nu volstaat het niet een eenvoudig R/C-netwerkje in de tegenkoppeling op te nemen om de ingewikkelde RIAA-karakteristiek te reproduceren. Er zijn tamelijk ingewikkelde netwerken nodig, die de ideale RIAA-karakteristiek bovendien dan nog niet meer dan benaderen. Het zal duidelijk zijn dat het voor echte LF-ontwerpers steeds een grote uitdaging is geweest een tegenkoppeling te ontwerpen die de theoretische RIAA-karakteristiek zo goed mogelijk benadert.
Vandaar dat er in de loop der jaren tientallen ontwerpen van RIAA-versterkers zijn verschenen, vaak gekoppeld aan de naam van hun ontwerper.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-25: RIAA-versterkers werken dank zij een frequentie-afhankelijke tegenkoppeling.

Soorten elementen

Een tweede probleem bij het ontwerpen van RIAA-versterkers is dat men in een platenspeler verschillende soorten elementen kan aantreffen:

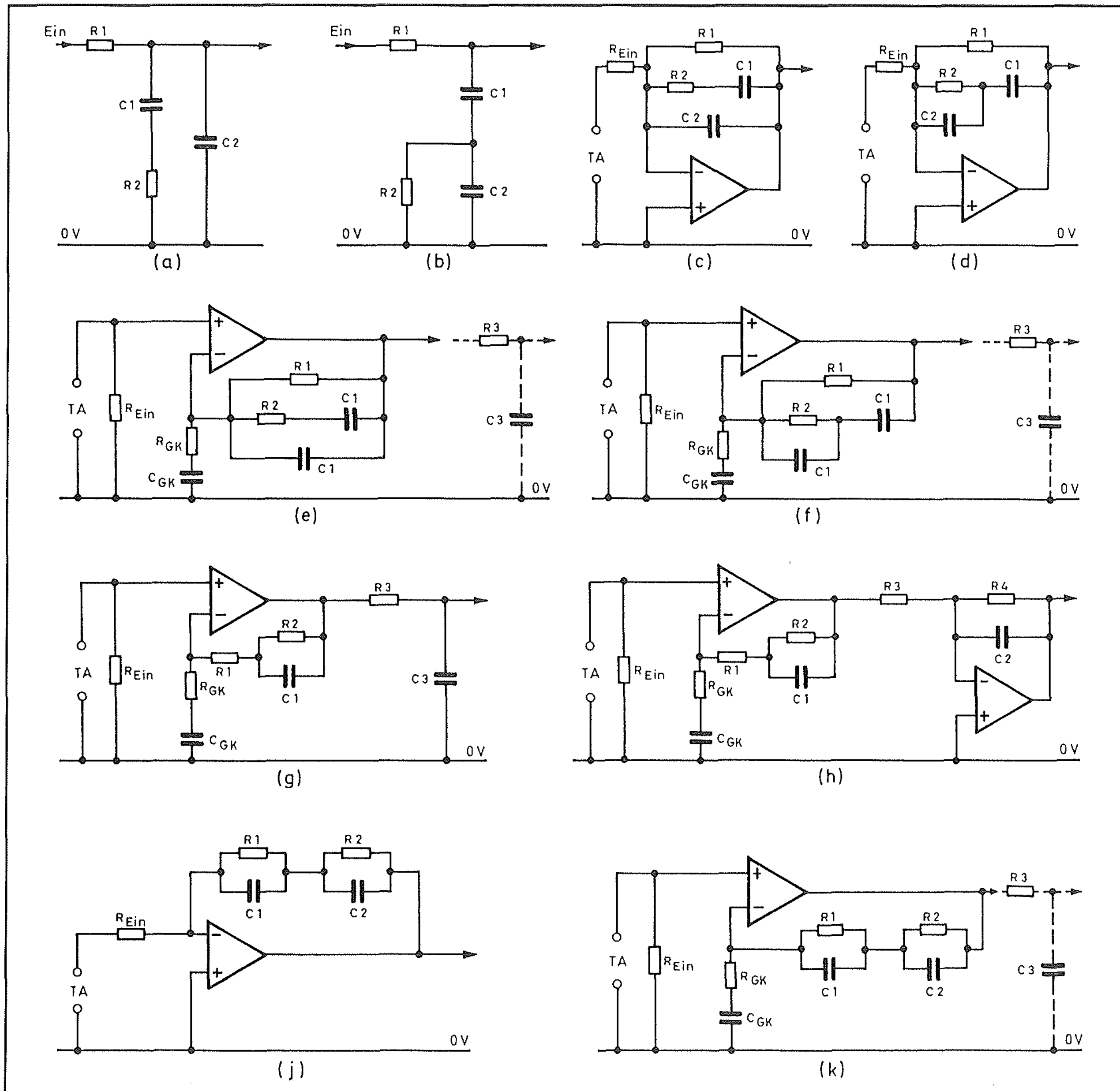
- piëzo-ceramische;
- elektro-dynamische;
- magneto-dynamische.

De eenvoudigste elementen werken piëzo-ceramisch. De naald oefent een druk uit op een klein piëzo-elektrisch kristalletje.

Het gevolg is dat over het kristal een kleine spanning ontstaat. Vanwege de fysische werking van zo'n element zal de uitgangsspanning echter lager zijn bij hoge frequenties dan bij lage frequenties. De eigen frequentiekarakteristiek van een piëzo-ceramisch element is vrijwel identiek aan de RIAA-karakteristiek van figuur 3/11.3-24. Bij voorversterkers voor dergelijke elementen hoeft men dus nauwelijks iets aan de lineaire frequentiekarakteristiek van een lineaire versterker te veranderen.

Tegenwoordig bevatten echter alle platenspelers een elektromagnetisch element. Bij de elektro-dynamische elementen beweegt een magneetje, dat aan de naald is bevestigd, in twee vast opgestelde spoeltjes. Dit element werk frequentielineair en dan moet men dus wél gaan compenseren. Tot slot heeft men ook nog de zogenoemde magneto-dynamische elementen. Deze worden ook wel eens "Moving coil" genoemd, omdat het spoeltje waarin de spanning wordt gegenereerd aan de naald hangt. Deze elementen vereisen zeer speciale versterkers, die in het subhoofdstuk "Parallelle versterkers" aan de orde komen. In dit subhoofdstuk worden versterkers besproken die bedoeld zijn voor het afsluiten van normale elektro-dynamische elementen.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-26: Verschillende soorten R/C-netwerken, waarmee men de RIAA-karakteristiek zo nauwkeurig mogelijk in een versterker kan inbouwen.

Ontelbare mogelijkheden

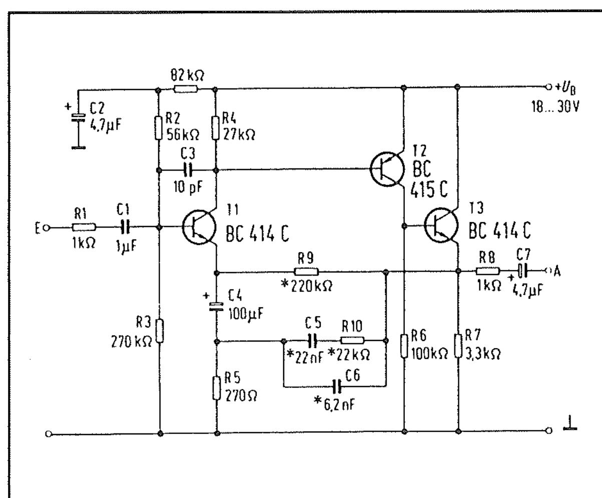
Zoals reeds geschreven is het niet zo gemakkelijk een tegenkoppeling te ontwerpen die de RIAA-karakteristiek nauwkeurig volgt. De Heren Livy en Baxandall, twee beroemde ontwerpers van audioschakelingen, hebben alle mogelijkheden op een rijtje gezet. Zij ontdekten niet minder dan tien principiële mogelijkheden om de RIAA-karakteristiek in een ontwerp in te bouwen! Deze zijn samengevat in figuur 3/11.3-26.

De waarde van de onderdelen van de schakelingen volgens (a) en (c) wordt gegeven door:

R1/R2=6,818;
R1.C1=2.187 µs;
C2.R2=109 µs.
Voor de schakelingen volgens (b) en (d) geldt:
R1/R2=12,38;
R1.C1=2.937 µs;
R2.C2=81,1 µs.
Met R_{ein} wordt de impedantie van het element aangegeven, in de meeste gevallen 47 kΩ. De gestippeld getekende netwerken zorgen voor een extra verzwakking van de allerhoogste frequenties en kunnen worden aangebracht als het systeem toch nog te veel ruis produceert.

Een eenvoudige praktische schakeling

In figuur 3/11.3-27 wordt een eenvoudige RIAA-versterker voorgesteld, opgebouwd uit een tweetrap PNP/NPN-versterker en een emittervolger. De RIAA-tegenkoppeling werkt volgens het principeschema van figuur 3/11.3-26(e).



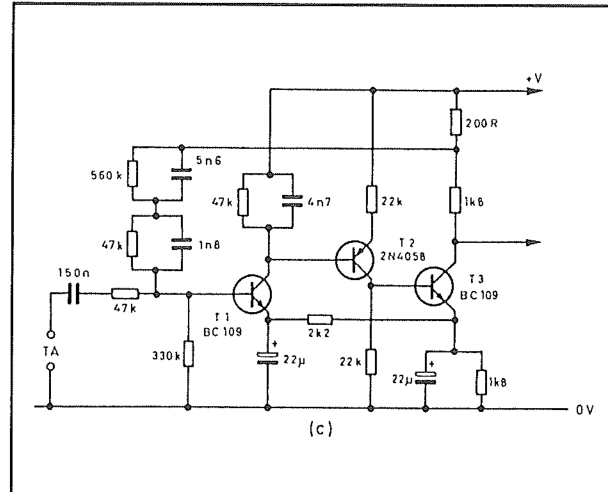
Figuur 3/11.3-27: Het schema van een eenvoudige RIAA-versterker met laagohmige emittervolger uitgang.

Het tegenkoppelnetwerk dat zorgt voor de frequentiekarakteristiek van figuur 3/11.3-24 bestaat uit de onderdelen R9, R10, C5 en C6. De waarde van deze onderdelen moet zo nauwkeurig mogelijk aangehouden worden. De condensator van 6,2 nF moet samengesteld worden uit parallel- of serieschakeling van verkrijgbare condensatoren. De weerstandsdeler R2/R3, die de basis van de eerste transistor instelt, wordt niet rechtstreeks gevoed uit de voedingsspanning. De condensator C2 vlakt de voedingsspanning voor de weerstandsdeler extra af. De emittercondensator C4 zorgt voor de in figuur 3/11.3-24 gestippeld getekende verzwakking van de allerlaagste frequenties. Voor deze frequenties heeft de condensator een hoge impedantie, waardoor de versterking van de schakeling gaat dalen. De schakeling kan het best zo dicht mogelijk bij het element in de platenspeler ingebouwd worden. De versterker levert een versterking van ongeveer 50 bij 1 kHz en kan gestuurd worden met signalen tot maximaal 120 $mV_{effectief}$. De maximale onvervormde top-tot-top waarde van de uitgangsspanning bedraagt, dank zij de hoge voedingsspanning van 30 V, 6,2 V!

De Linsley Hood schakeling

De Britse LF-specialist Linsley Hood heeft een RIAA-versterker ontwikkeld met drie transistoren, waarvan het principiële schema getekend is in figuur 3/11.3-28.
Deze schakeling is een industriële standaard geworden, die men nu nog steeds (natuurlijk met een ruisarme geïntegreerde versterker) in heel wat apparatuur kan aantreffen. De drie transistoren dragen bij aan de open lus versterking van de trap, zodat men flink kan tegenkoppelen om de versterking terug te brengen tot de reële waarde. De tegenkoppeling van de instelling wordt verzorgd door de weerstand van 2,2 kΩ tussen de emitters van T1 en T3. In de emitterleidingen zijn con-

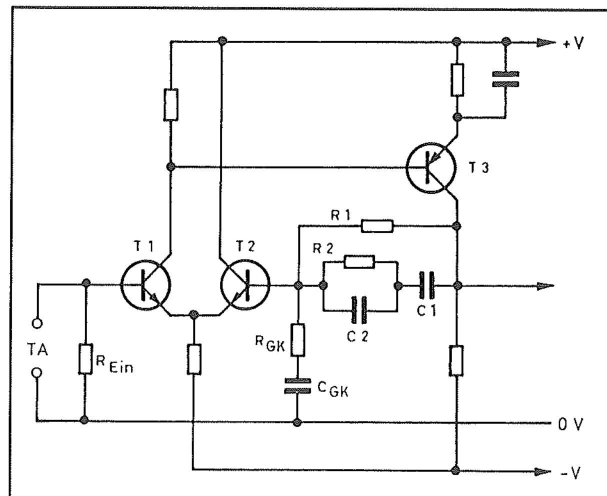
densatoren van 22 µF aangebracht, die de extra verzwakking van de lage frequenties voor hun rekening nemen. De RIAA-tegenkoppeling werkt tussen de collector van T3 en de basis van T1. In normale gevallen (bij versterkers voor algemeen gebruik) is zoiets verboden, omdat de impedantie van de bron van invloed wordt op de frequentiekarakteristiek van de tegenkoppeling. Maar omdat een dergelijke versterker toch maar alleen wordt aangesloten op elementen met een impedantie van 47 kΩ kan men deze impedantie in de berekeningen van het netwerk betrekken.



Figuur 3/11.3-28: Een RIAA-versterkers volgens Linsley Hood.

De Bailey-schakeling

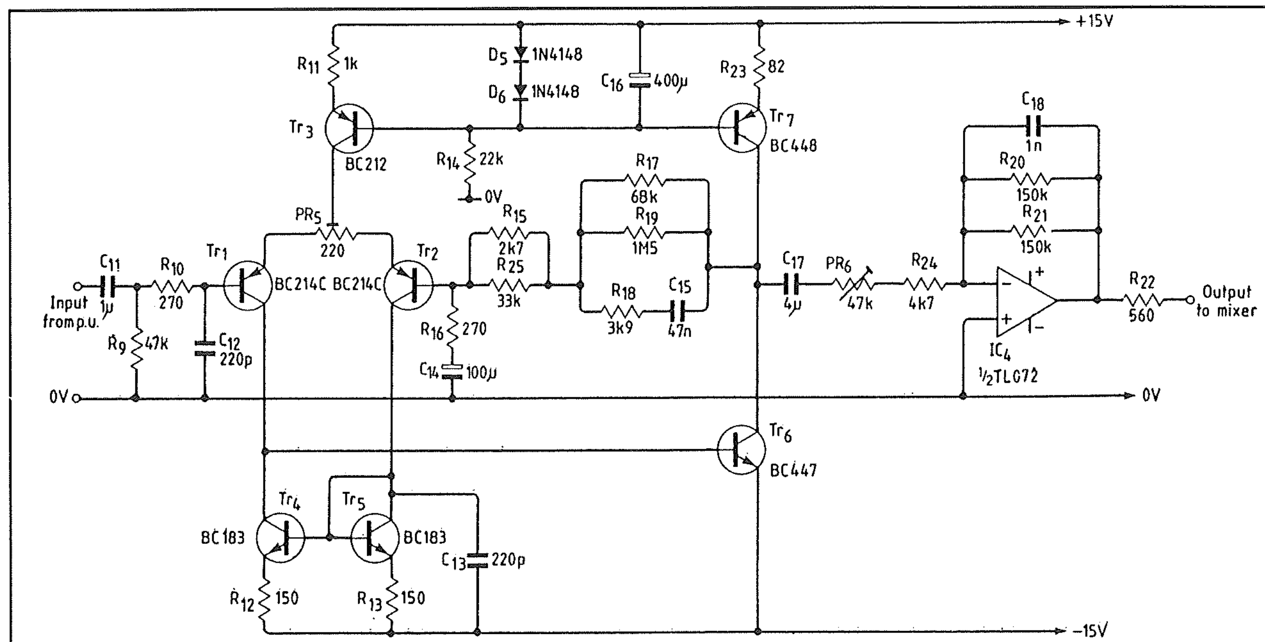
Terugkoppelen naar de ingang, zoals bij Lindsley Hood, heeft als nadeel dat de capacitieve en reactieve eigenschappen van het element de schakeling kunnen beïnvloeden. Het spoeltje van het element heeft immers een bepaalde capaciteit en een bepaalde reactantie. Men heeft versterkers ontwikkeld, waarbij deze inwerking wordt uitgesloten. Een bekend voorbeeld van een dergelijke schakeling is ontworpen door Bailey en is getekend in figuur 3/11.3-29. De ingangstrap is nu als verschilversterker uitgevoerd. Het element wordt verbonden met de basis van T1, de tegenkoppeling met de basis van T2. Op deze manier zijn beide signalen die op de ingang moeten inwerken zorgvuldig van elkaar gescheiden. De frequentiekarakteristieken van de schakeling worden nu alleen bepaald door de tegenkoppeling en niet meer door moeilijk in de hand te houden eigenschappen van het element. Een praktische uitwerking van de Bailey-schakeling is getekend in figuur 3/11.3-30. De verschilversterker wordt nu ingesteld door middel van een constante stroombron in de emitters.



Figuur 3/11.3-29: Een RIAA-versterker met een verschilversterker in de ingang.

De eindtrap is volledig complementair uitgevoerd, hetgeen garant staat voor een zeer lage uitgangsimpedantie.
Men herkent de elementen van de RIAA-tegenkoppeling tussen de uitgang en de basis van T2. Dank zij de lage uitgangsimpedantie zal de RIAA-tegenkoppeling volledig onafhankelijk worden van de waarde van de uitgangsimpedantie. De schakeling wordt afgesloten met een op-amp'je, geschakeld als lineaire versterker.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-30: Een praktische uitwerking van de verschilversterker van Bailey.

Deze versterker zorgt voor het gestandaardiseerde uitgangsniveau van 0,707 V.

Toonregelingen

Inleiding

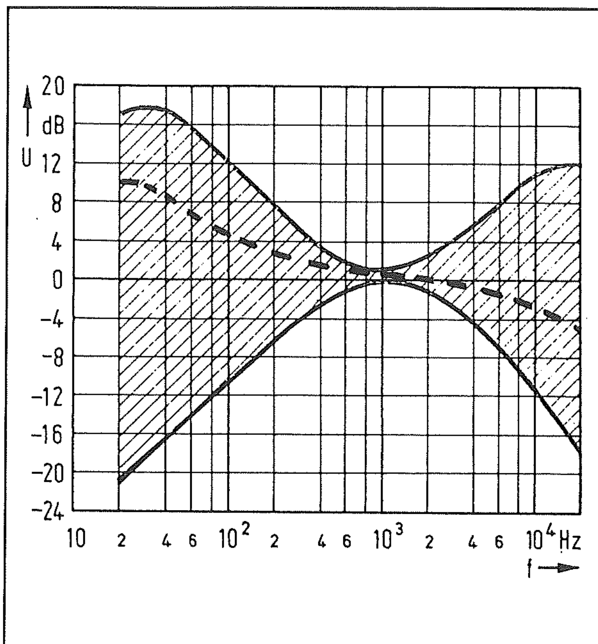
Toonregelingen zijn in wezen niets meer dan frequentie-afhankelijke versterkers, waarvan de frequentiekarakteristieken door middel van een potentiometer kunnen worden ingesteld. Op deze manier kan men de frequentieweergave van een LF-systeem aan de eigen verlangens aanpassen. In de meeste gevallen komt dit er op neer dat men extra lage tonen wil horen en vaak de hoge tonen zo veel mogelijk verzwakt! Jammer voor al die ontwerpers die jaren van hun leven hebben gezocht naar RIAA-versterkers die zo exact mogelijk de RIAA-karakteristiek volgen! Hoewel er in de loop der tijden heel wat toonregelingen zijn ontworpen, heeft (voor normaal gebruik) er in feite maar één de jaren overleefd: de Baxandall-schakeling. In dit hoofdstuk zal dan ook hoofdzakelijk deze schakeling worden besproken. Allerlei exotische toonregelingen, zoals (al dan niet parametrisch werkende) equalisers, blijven buiten beschouwing.

Het principe van Baxandall

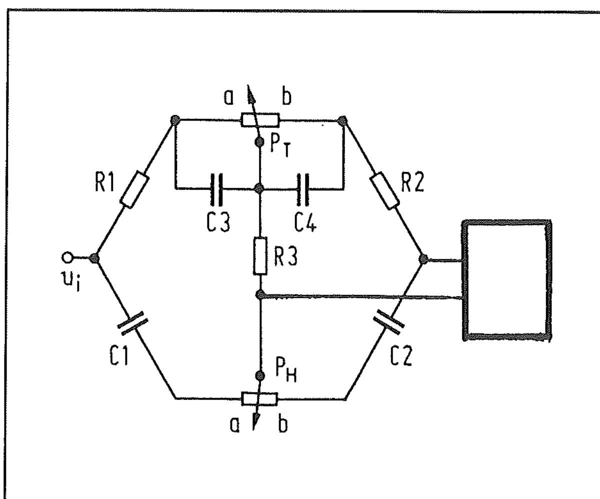
Baxandall ging er van uit dat de gemiddelde gebruiker alleen in staat is te horen of er te veel of te weinig lage tonen en/of hoge tonen in een geluidsbeeld aanwezig zijn. Met lage tonen werd alles bedoeld onder 1 kHz, met hoge tonen alles daarboven. Deze zogenoemde "bass/treble-regeling" kon dus volstaan met twee knopjes. Een knopje moet alles versterken of verzwakken onder 1 kHz, het tweede knopje alles boven 1 kHz. Om de regeling natuurlijk te laten klinken moet de frequentiekarakteristiek, in welke stand men de knopjes ook zet, een vloeiend verloop hebben. Aan de hand van deze uitgangspunten werd de beroemde Baxandall-

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

karakteristiek van figuur 3/11.3-31 samengesteld.



Figuur 3/11.3-31: De frequentiekarakteristiek van de Baxandall-regeling.



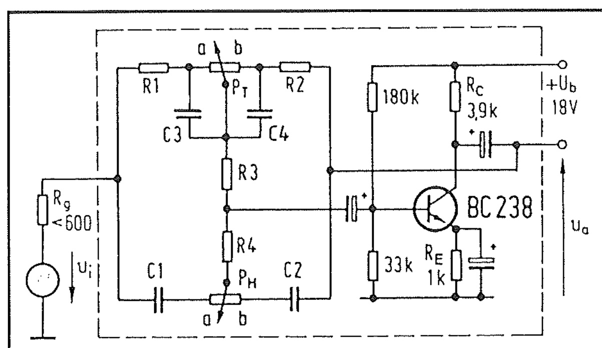
Figuur 3/11.3-32: De principiële schakeling van de Baxandall-regeling.

Het gearceerde deel geeft het gebied weer, waarin men de frequentiekarakteristiek kan instellen. De twee volle lijnen geven de maxima en minima weer, respectievelijk met volledig open gedraaide en volledig dicht gedraaide potentiometers. De gestippeld getekend lijn geeft een bepaalde karakteristiek weer, die overeen komt met één welbepaalde instelling van beide potentiometers.
Schakeltechnisch bekeken kost het niet veel elektronica om een schakeling te realiseren die aan de eisen voldoet. Het principeschema van de Baxandall-regeling is getekend in figuur 3/11.3-32.
Uiteraard wordt er weer een frequentie-afhankelijke *terug*koppeling ingevoerd. Nu is deze schakeling echter opgenomen tussen de ingang van een inverterende versterker, de uitgang van de versterker en de signaalingang. Op deze manier kan deze terugkoppeling ingesteld worden als *mee*koppeling of als *tegen*koppeling. De mate van mee- of tegenkoppeling wordt bepaald door de instelling van de potentiometers. Is er sprake van meekoppeling, dan zullen de lage en/of hoge frequenties versterkt worden. Is er sprake van tegenkoppeling, dan zullen deze frequenties verzwakt worden. Als beide potentiometers in de middenstand staan is er even veel mee- als tegenkoppeling. Beide verschijnselen heffen elkaar op, met als gevolg dat de schakeling volledig lineair werkt. Alle frequenties worden dus even veel versterkt, de frequentiekarakteristiek is kaarsrecht.

Het allereenvoudigst schema

In figuur 3/11.3-33 is het meest eenvoudige praktisch schema van een Baxandall-regeling getekend. De inverterende versterker bestaat uit een eentrap transistorversterker. Zoals bekend zijn de signalen op basis en collector in tegenfase, zodat aan de eis van inverterende werking wordt voldaan. De signaalbron moet via een lage impedantie (maximaal 600 Ω) met de in-

gang van het Baxandall-filter worden verbonden. Het netwerk is door middel van twee scheidingscondensatoren op gelijkspanningsgebied volledig gescheiden van de instelspanningen van de transistor.



Figuur 3/11.3-33: Een eenvoudig voorbeeld van een Baxandall-schakeling.

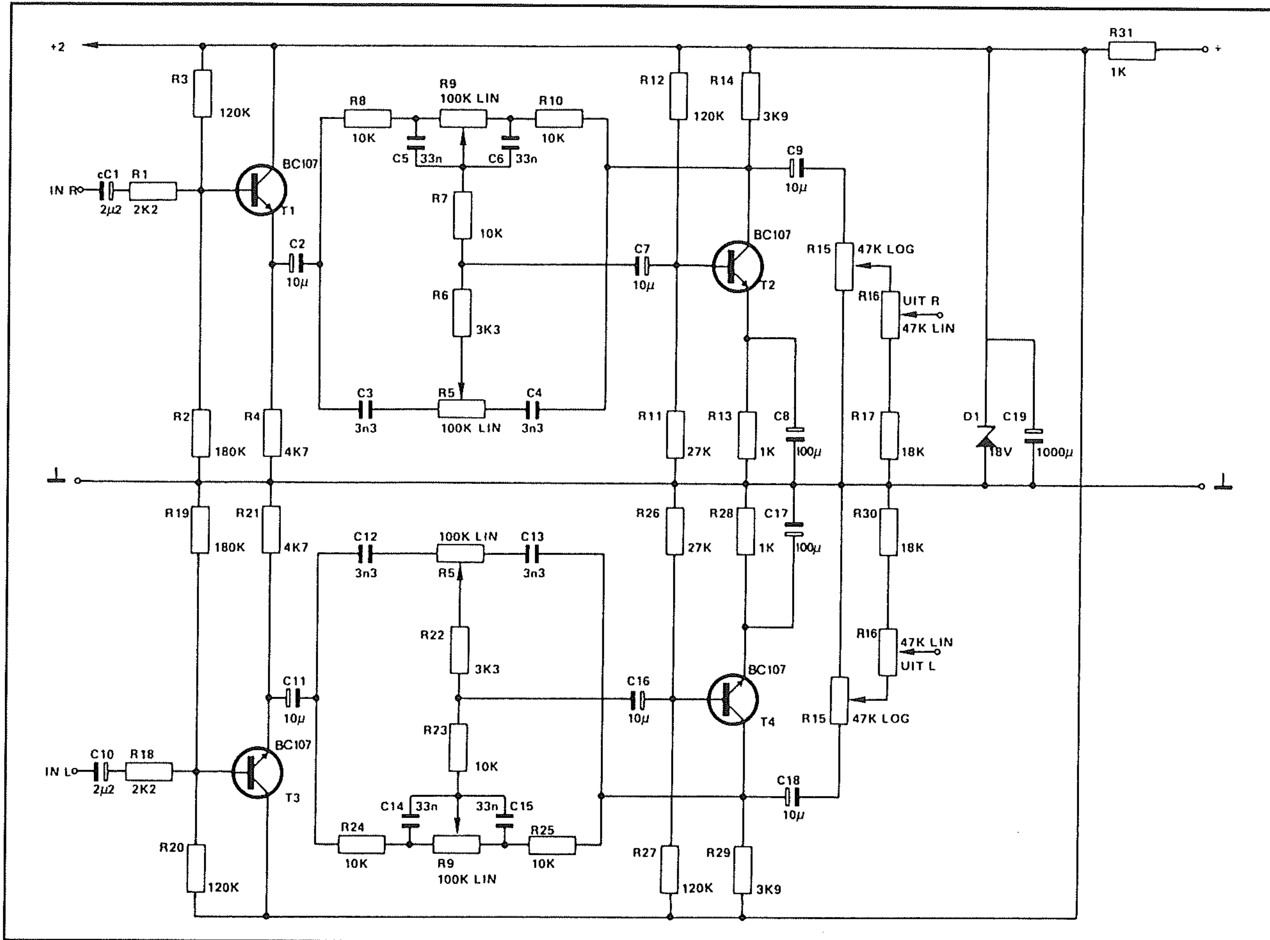
Stereo toonregeling

In figuur 3/11.3-34 is een praktisch bruikbare Baxandall-schakeling getekend met twee kanalen en met geïntegreerde volume- en balansinstelling. Ieder kanaal opent met een emittervolger, waarop de Baxandall-regeling wordt aangesloten. Op deze manier kan de wisselende impedantie van de signaalbron geen invloed op de regeling uitoefenen. Nadien volgt weer een eentrap versterker rond T2 (T4). Het netwerk is rechtstreeks verbonden met de collector, hetgeen tot gevolg heeft dat de potentiometers op de instelspanning van de collector staan. Dit is geen bezwaar, want dank zij de scheidingscondensatoren C2 (C11) en C7 (C16) kan deze gelijkspanning toch geen gelijkstroom door de potentiometers veroorzaken. Potentiometers die doorlopen worden door een gelijkstroom veroorzaken ruis!
Het signaal wordt afgenomen van de collector van T2 (T4) en via een scheidingscondensator naar de volume- en balanspotentiometers R15 en R16 doorgekoppeld. De twee helften van de balanspotentiometer worden kruiselings gekoppeld. De aansluiting die bij de ene helft naar de collector gaat, gaat bij de andere helft naar de massa.

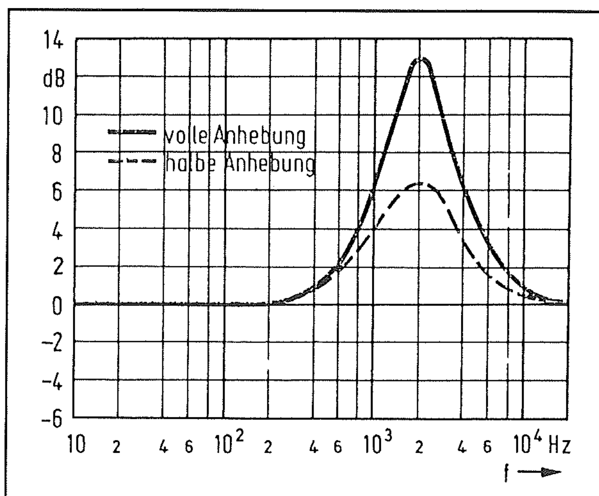
Een presence regeling

Onder "presence" wordt de eigenschap verstaan dat bepaalde frequentiegebieden in een LF-signaal al dan niet aanwezig zijn. Nu is, zoals bekend, het frequentiegebied van de menselijke spraak geconcentreerd rond 2 kHz. Soms is het noodzakelijk dit spraakgebied extra te versterken of te verzwakken. Dat is natuurlijk ook een vorm van toonregeling, waarbij gebruik wordt gemaakt van een presence-filter. Dergelijke schakelingen werken vrijwel identiek als de Baxandall-regeling. Ook nu is er een R/C-netwerk aanwezig tussen de signaalingang, de ingang van de versterkertrap en de uitgang van de versterker. Door middel van een potentiometer kan men de terugkoppeling weer als mee- of als tegenkoppeling laten werken. De typische regelkarakteristiek van een presence-filter is getekend in figuur 3/11.3-35.
In figuur 3/11.3-36 is een typische schakeling van een presence-filter getekend.
Let op de gelijkenis met de Baxandall-regeling van figuur 3/11.3-33! Het filter is een combinatie van een laagdoorlaatfilter en een hoogdoorlaatfilter, waarvan de afsnijfrequenties bij 1 kHz respectievelijk 4 kHz liggen. Beide filters zijn uitgevoerd als T-netwerk en zijn in de figuur aangeduid met de letters H en T. De potentiometer schakelt de invloed van deze in de terugkoppeling van de versterker liggende filters in min of meerdere mate in de signaalweg in.

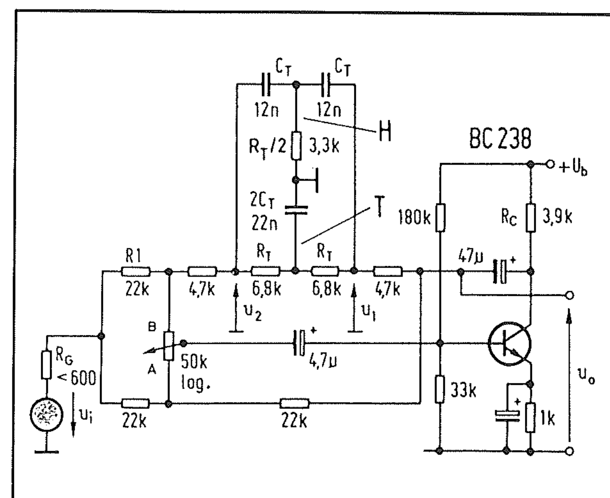
11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-34: Een stereo toonregeling met bass-, treble-, volume- en balanspotentiometers.



Figuur 3/11.3-35: De regelkarakteristiek van een presence-filter.

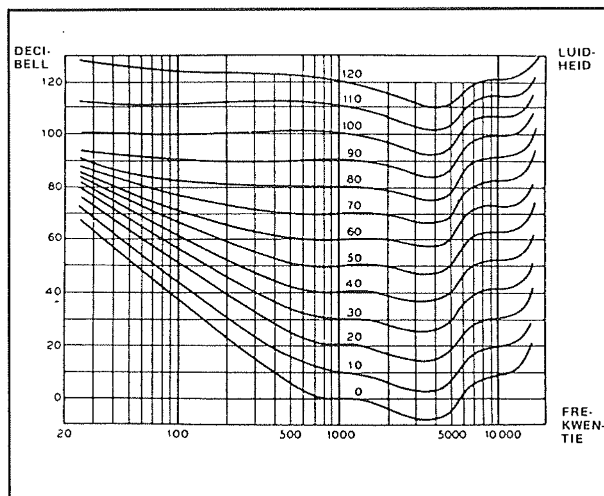


Figuur 3/11.3-36: Een typische schakeling van een presence-filter.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

Loudness-filter

Tot slot van deze bespreking van getransistoriseerde toonregelingen nog enige woorden over een bekend verschijnsel in LF-land, namelijk het loudness-filter. Een dergelijk filter past de weergavekarakteristiek van een versterker aan aan de gevoeligheidscurve van het menselijk gehoor. Zoals uit de grafieken van figuur 3/11.3-37 blijkt, is deze gevoeligheid niet alleen afhankelijk van de frequentie, maar ook van de luidheid van het geluid. Bij een gemiddelde luidheid van 120 dB (pijngrens!) is het gehoor voor alle frequenties even gevoelig. Neemt de luidheid af, dan stelt men vast dat het gehoor gevoeliger wordt voor signalen met frequenties tussen 500 Hz en 5 kHz.

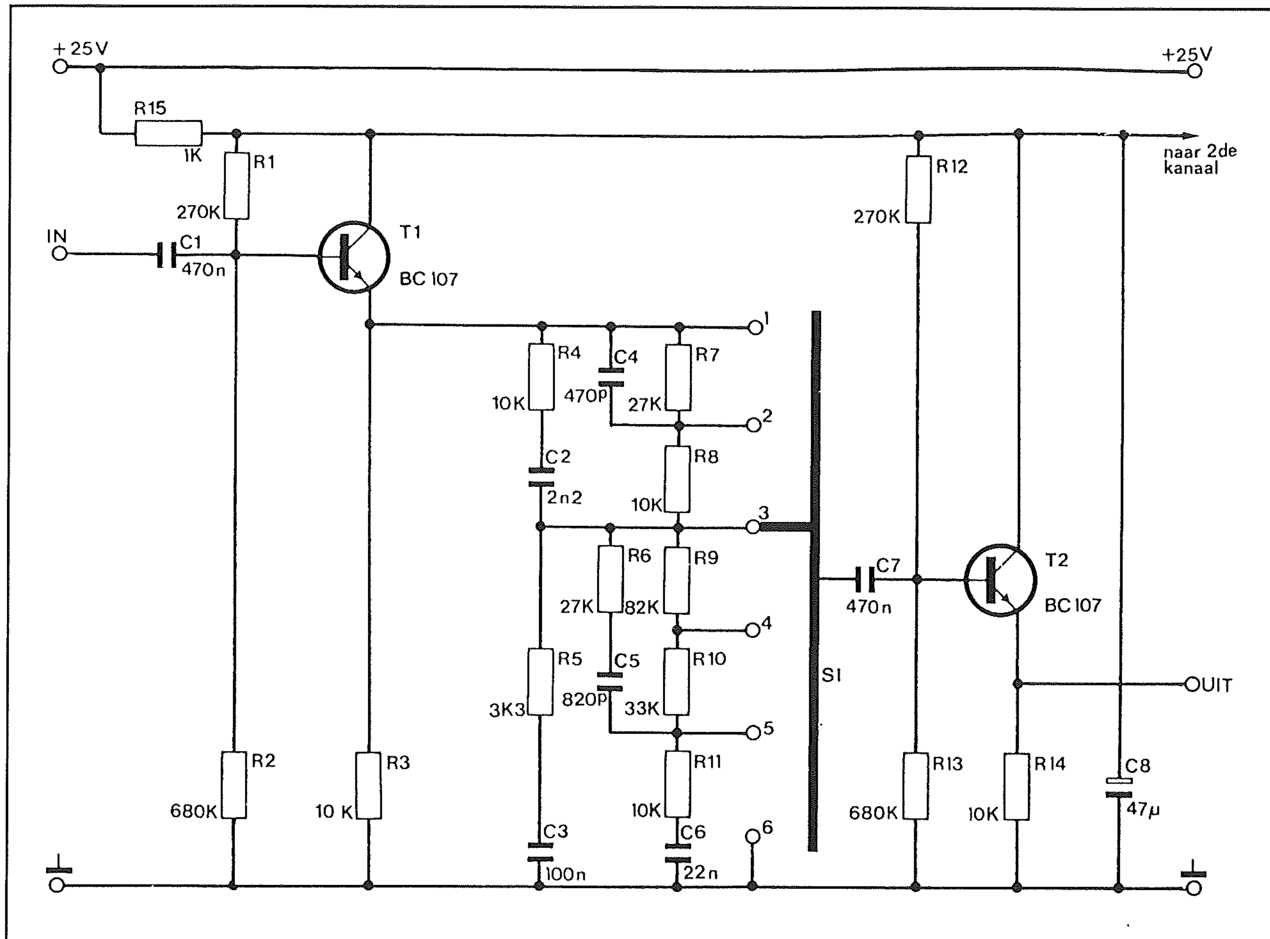


Figuur 3/11.3-37: De zogenoemde isofonenbundel, een reeks karakteristieken die de gevoeligheid van het menselijk gehoor uitdrukt in functie van de frequentie en de luidheid.

De zogenoemde isofonen van figuur 3/11.3-37 geven immers voor iedere frequentie de sterkte van het signaal in dB, dat door de waarnemer als even luid wordt ervaren als een referentiesignaal van 1 kHz. Het gevolg van deze typische gevoeligheid is dat bassen en hoge tonen minder "echt" klinken als de volumeknop van een geluidsinstallatie bijna volledig wordt dicht gedraaid. Nu kan men dit effect wel wat compenseren met de toonregeling, maar ideaal is dat niet. Vandaar dat goede versterkers zijn voorzien van een loudness-knop, waarmee men de lage en hoge tonen extra kan versterken als men met een laag volume luistert. Dergelijke regelingen zijn natuurlijk vrij primitief. In figuur 3/11.3-38 staat een schema van een loudness-gecompenseerde volumeregeling, waarbij men de gehoorcompensatie in vier stappen kan instellen. Op deze manier kunnen de isofonen van figuur 3/11.3-37 zo goed mogelijk nagebootst worden voor verschillende luidheidniveaus.

Het filter is passief uitgevoerd, hetgeen betekent dat het niet is opgenomen in de tegenkoppeling van een versterker. Het filter wordt laagimpedant aangestuurd uit de emittervolger T1 en hoogimpedant afgesloten met de emittervolger T2. In stand 1 van de schakelaar is het filter uitgeschakeld, zodat het ingangssignaal onverzwakt op de uitgang verschijnt. In de standen 2 tot en met 5 wordt steeds een andere verzwakking met bijbehorende loudness-gecompenseerde frequentiekarakteristiek ingeschakeld.
Het komt er op neer dat de lage en hoge tonen steeds meer worden versterkt als de schakelaar in een hogere stand wordt gezet. In stand 6 wordt de ingang van de emittervolger T2 kortgesloten naar de massa, zodat het geluid helemaal wordt uitgeschakeld.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-38: Een loudness-gecompenseerde volumeregeling met zes standen.

Fasedraaiers

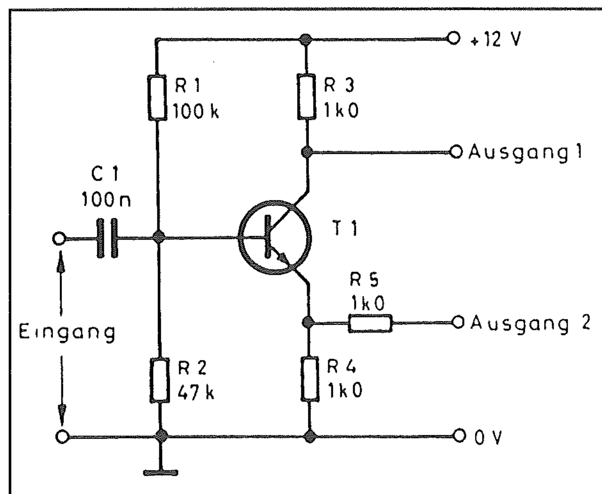
Inleiding

Een van de voornaamste eigenschappen van een eentrap transistorversterker is dat het ingangssignaal op de basis en het uitgangssignaal op de collector in fase gedraaid zijn. Als het ingangssignaal stijgt, dan zal het uitgangssignaal dalen. Van dit verschijnsel kan handig gebruik worden gemaakt. Een van de toepassingen, die al vaak aan de orde is geweest, is het introduceren van tegenkoppeling om de instelling of de versterking te stabiliseren. Een andere toepassing van dit verschijnsel is de fasedraaier, een schakeling die een ingangssignaal omzet in een signaal dat exact even groot is, maar wel in fase is gedraaid. Het basisschema van een fasedraaier is getekend in figuur 3/11.3-39.

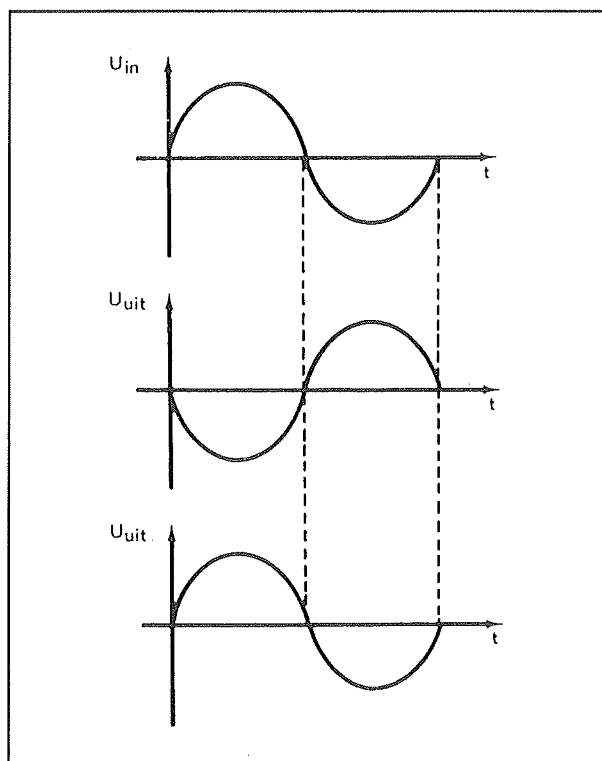
De schakeling wordt gekenmerkt door emitter- en collectorweerstanden die even groot zijn. De emitterweerstand zorgt uiteraard voor een zeer zware tegenkoppeling, waardoor de signaalversterking gelijk wordt aan een. Het signaal op de emitter is dus even groot dan het signaal op de basis. De collectorstroom vloeit door de weerstanden R3 en R4. Over R4 zal een signaalspanning ontstaan die in fase is met het ingangssignaal.

Over R3 ontstaat een signaalspanning die in tegenfase is met het basissignaal.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-39: Het basisschema van een fasedraaier.



Figuur 3/11.3-40: De tijdrelatie tussen het ingangssignaal en de twee uitgangssignalen van een fasedraaier.

Omdat beide weerstanden even groot zijn zullen ook beide uitgangsspanningen even groot zijn. Het enige verschil is dus dat beide uitgangen ten opzichte van elkaar over 180° in fase verschoven zijn. De tijdrelatie tussen het ingangssignaal U_{in} en de twee uitgangssignalen U_{uit1} en U_{uit2} is getekend in figuur 3/11.3-40.

Een basisbreedte regeling

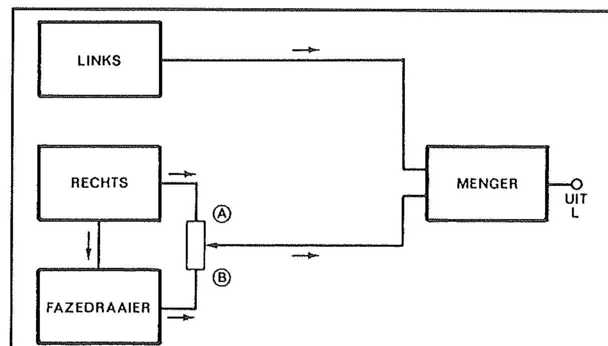
Een van de praktische toepassingen van een fasedraaier in de LF-techniek is een basisbreedte regelaar. Met een dergelijke schakeling kan het "gat" worden opgevuld dat vaak in een stereo geluidsbeeld ontstaat als de luidsprekers te ver van elkaar zijn opgesteld. Bovendien kan men, in situaties waar de luidsprekers erg dicht bij elkaar staan (auto!), het stereo-effect vergroten. Het principe van basisbreedte regeling is getekend in figuur 3/11.3-41. Althans, in deze figuur is de helft van het blokschema getekend. Wat hier geldt voor het linker kanaal geldt uiteraard ook voor het rechter kanaal. Het uitgangssignaal van een van de kanalen (in het getekende voorbeeld wordt het rechter kanaal gebruikt) wordt verbonden met een fasedraaier. De twee uitgangen van deze schakeling worden tussen de klemmen van een potentiometer aangesloten. De loper gaat naar één ingang van een mengversterker. De tweede ingang ontvangt het linker signaal. De uitgang van de menger vormt het nieuwe linker kanaal.

De werking valt als volgt te verklaren. Als de loper van de potentiometer in de middenstand staat, heffen beide uitgangssignalen van de fasedraaier elkaar op dat punt op. De menger ontvangt dus alleen het linker signaal, met als gevolg dat er niets aan het linker signaal verandert. Hetzelfde geldt in het niet getekende deel van het blokschema voor het rechter ka-

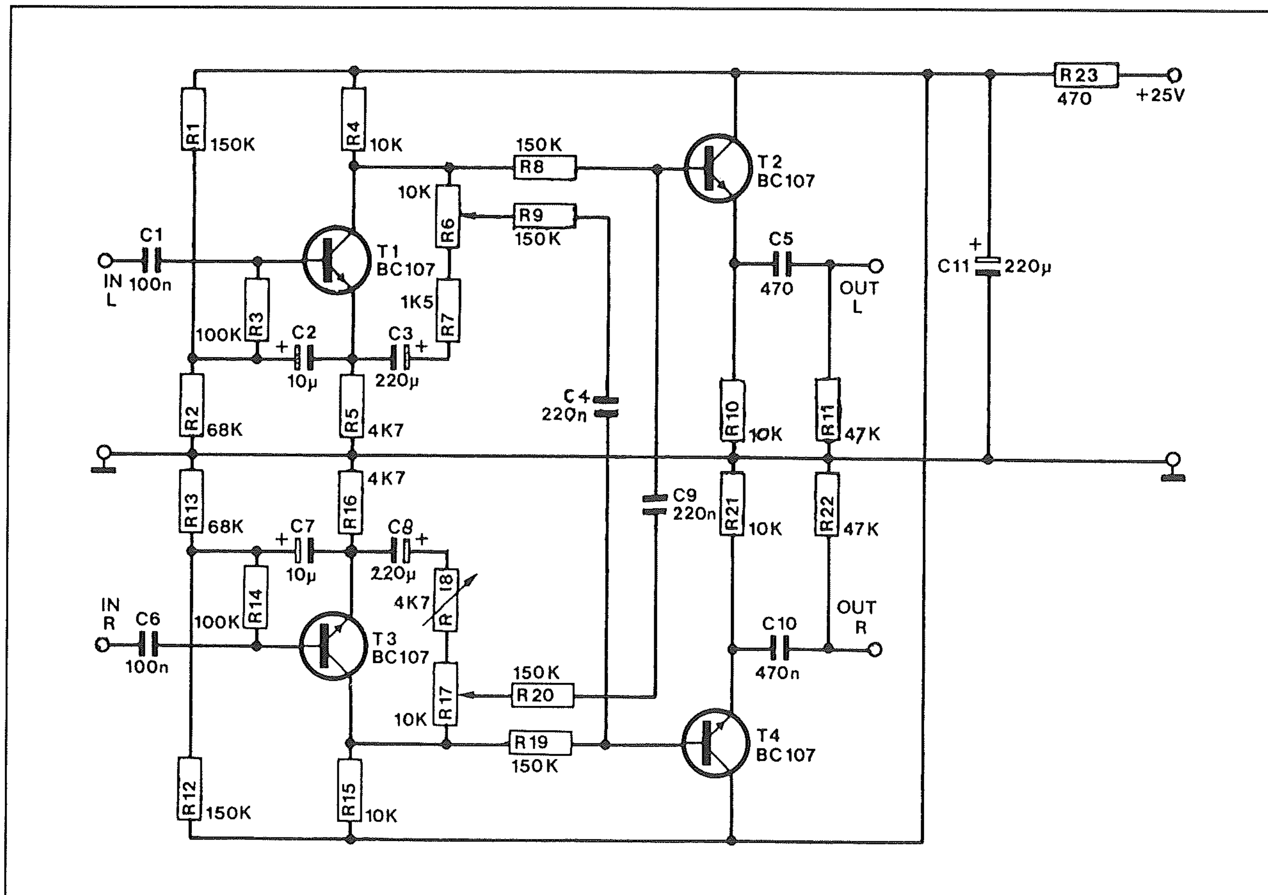
11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

naal. Het geluidsbeeld blijft zoals het was. Als men de loper van de potentiometer naar A verplaatst zal een steeds groter deel van het rechter signaal aan de menger worden aangeboden. Het linker signaal wordt dus gemengd met een deel van het rechter signaal en het rechter kanaal wordt gemengd met een deel van het linker kanaal. Het gevolg is dat het stereo-effect kleiner wordt, maar dat het eventueel aanwezige "gat" in het geluidsbeeld wordt opgevuld. Verplaatst men de loper van de potentiometer naar B, dan wordt een deel van het geïnverteerde rechter kanaal gemengd met het linker kanaal. Hetzelfde geldt uiteraard ook weer voor het rechter kanaal.

Hierdoor neemt het stereo-effect toe, het lijkt alsof het geluidsbeeld breder is dan de afstand tussen de luidsprekers.

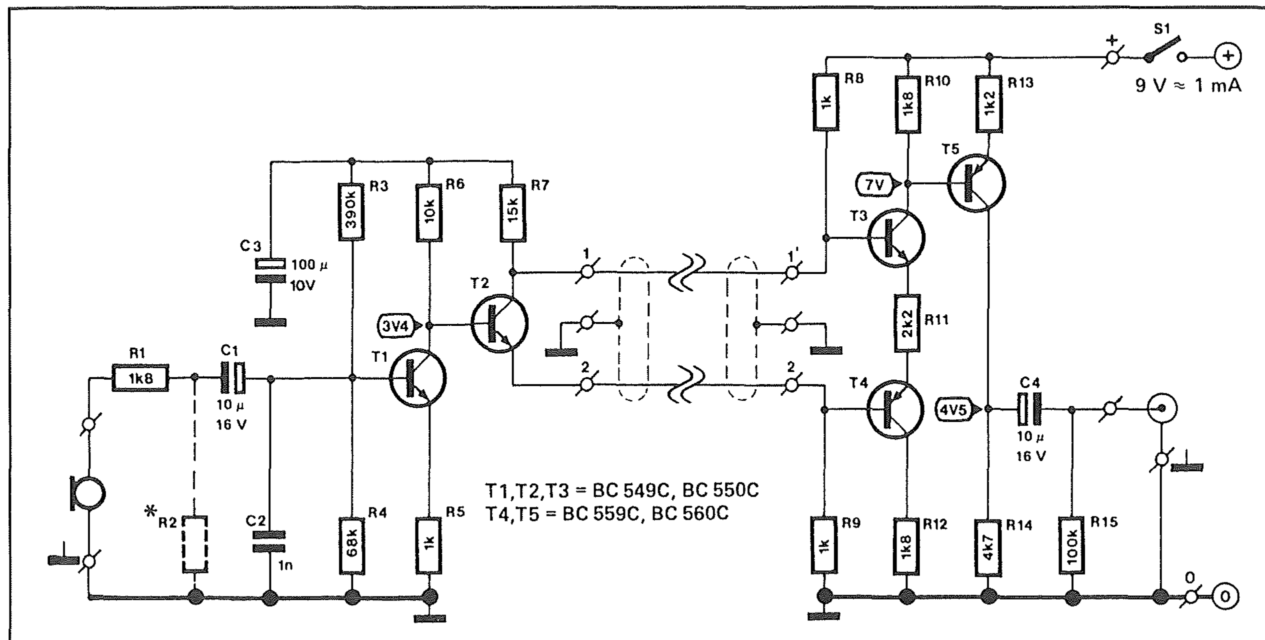


Figuur 3/11.3-41: Het principe van basisbreedte regeling.



Figuur 3/11.3-42: Een praktisch schema van een basisbreedte regeling met twee fasedraaiers als belangrijkste onderdelen.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



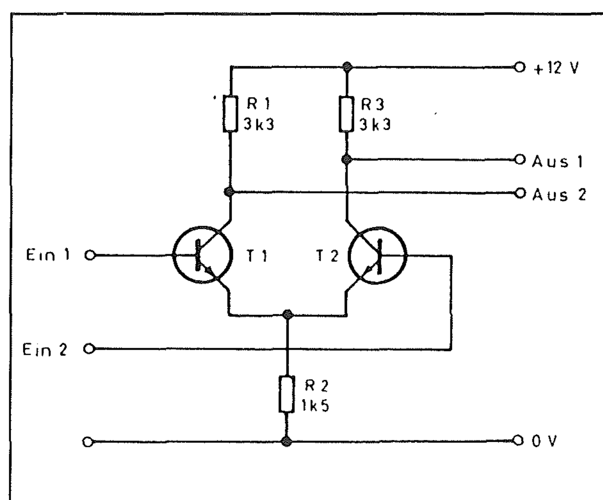
Figuur 3/11.3-43: Een fasedraaier wordt in deze schakeling gebruikt voor het symmetrisch afsluiten van een microfoon.

In figuur 3/11.3-42 is een praktische uitwerking van het blokschema getekend. De transistoren T1 en T3 vormen de fasedraaiers. Via de condensatoren C2 en C7 wordt het bootstrap principe toegepast, zodat de schakelingen vrij hoge ingangsimpedanties hebben. De twee delen van de stereo potentiometer zijn, via scheidingscondensatoren en kleine serieweerstandjes, aangesloten tussen de emitter en de collector van de fasedraaiers. De lopers van de potentiometers gaan naar de mengweerstanden R8, R9, R19 en R20. Deze worden afgesloten met emittervolgers T2 en T4. Op de basissen van deze transistoren ontstaan de mengsignalen, die worden uitgekoppeld via de laagimpedante emitters. Met behulp van de instelpotentiometer R18 kan men de schakeling afregelen. Als de loper van de potentiometer precies in de middenstand staat mag de linker uitgang alleen linker ingangssignaal bevatten en de rechter uitgang alleen rechter ingangssignaal. Dit is met deze instelpotentiometer af te regelen, zowel op het gehoor als op de oscilloscoop. Het volstaat in beide gevallen op de ene ingang een signaaltje te zetten met een frequentie van 1 kHz en op de andere ingang een signaaltje met een veel lagere of hogere frequentie.

Symmetrische lijnen met een fasedraaier

Een tweede praktische toepassing van een fasedraaier is het sturen van signalen over een symmetrische leiding. Bij een normale afgeschermde leiding ligt het "hete" signaal aan de centrale geleider en het "koude" signaal aan de afscherming van de kabel. Deze afscherming wordt verbonden met de massa van de schakeling. Voor sommige toepassingen, bijvoorbeeld het transporteren van microfoonsignalen in een erg verontreinigde omgeving, is dat niet aan te bevelen. De afgeschermde leiding pikt dan toch nog stoorsignalen op, bijvoorbeeld van zware lichtdimmers, met als gevolg geratel in het geluid. In derge-

lijke gevallen kan men veel beter gebruik maken van een symmetrische kabel, waarbij zowel "heet" als "koud" signaal afgeschermd getransporteerd worden. "Heet" en "koud" moeten dan in tegenfase zijn en nadien in de ontvanger weer door middel van een verschilversterker tot een normaal signaal worden verwerkt. Stoorbronnen zullen nu zowel in de "hete" als in de "koude" geleider identieke stoorpulsen induceren, die door de verschilversterker keurig worden uitgefilterd.
Het zal duidelijk zijn dat men voor dit soort toepassingen uitstekend gebruik kan maken van een fasedraaier.



Figuur 3/11.3-44: Het principe van een verschilversterker.

In figuur 3/11.3-43 is een praktische schakeling getekend, ontworpen door het laboratorium van Elektuur. Het schema is een microfoonversterker, waarbij een deel van de elektronica wordt ingebouwd in de microfoon en een ander deel in de mengversterker. De microfoon wordt aangesloten op een eenvoudige eentrap versterker rond T1. De versterking van deze trap bedraagt tien. Het collectorsignaal gaat naar T2, geschakeld als fasedraaier.

De twee even grote collector- en emitterweerstanden zijn aan de andere kant van de kabel, dus in de mengversterker, aanwezig (R8 en R9). De geleidende transistor T2 stuurt via de aders van de kabel een stroom door de weerstanden R8 en R9. Deze stroom wekt over de twee even grote weerstanden even grote signalen op, die echter in fase gedraaid zijn. Deze signalen worden verwerkt door een eenvoudige verschilversterker. Het voordeel van deze schakeling is dat de voeding voor de elektronica in de microfoon via dezelfde kabel getransporteerd kan worden.

Verschilversterkers

Inleiding

Zoals bekend bestaat de ingangstrap van iedere operationele versterker uit een verschilversterker. Verschilversterkers zullen dus wel erg veel voordelen hebben! Dat is ook zo, maar in de discrete ontwerptechniek met transistoren komt men dergelijke schakelingen toch niet zo vaak tegen. Tot nu toe is alleen in het schema van figuur 3/11.3-30 (een zeer goede RIAA-versterker) een verschilversterker als ingang gebruikt. Dat komt doordat het ontwerpen en stabiliseren van een verschilversterker, die is uitgevoerd met losse transistoren, niet zo eenvoudig is.

Het principe

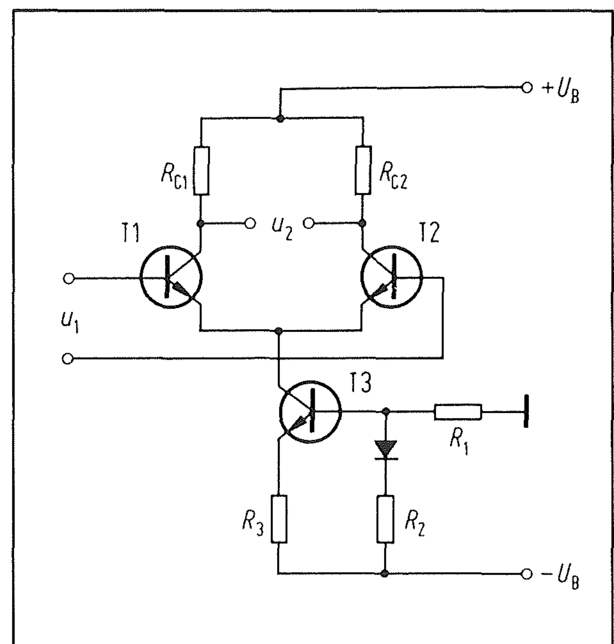
Het principe van een verschilversterker is getekend in figuur 3/11.3-44. De schakeling bestaat uit twee *identieke* transistoren T1 en T2, die belast worden met twee *identieke* collectorweerstanden R1 en R3. De emitters liggen aan elkaar en worden gevoed vanuit een gezamenlijke emitterweerstand R2. De schakeling heeft twee

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

ingangen (de twee basissen) en twee uitgangen (de twee collectoren).
Zoals de naam reeds doet vermoeden, berekent een verschilversterker het *verschil* tussen beide ingangsspanningen. Het *verschil* tussen de twee uitgangsspanningen is namelijk recht evenredig met het *verschil* tussen beide ingangsspanningen.

De emitterweerstand
De gemeenschappelijke emitterweerstand is een zeer belangrijk onderdeel van de verschilversterker. Reeds bij het bespreken van het basisschema van de eentrap versterker werd duidelijk dat de emitterweerstand een belangrijke rol speelt bij het stabiliseren van de schakeling. Niet gewenste stroomveranderingen worden door deze weerstand tegengewerkt. Bij de verschilversterker is deze functie nog belangrijker. Hoe hoger de emitterweerstand, hoe stabieler de instelling van de verschilversterker en hoe minder last de schakeling heeft van temperatuursinvloeden. Bovendien speelt de emitterweerstand een belangrijke rol bij een van de belangrijkste toepassingen van een verschilversterker: het onderdrukken van signalen, die op beide ingangen aanwezig zijn. Ook hiervoor geldt dat deze zogenoemde "common mode rejection" beter wordt als de waarde van de emitterweerstand groter is.

Sturen met een stroombron
Nu zal het duidelijk zijn dat men de waarde van de emitterweerstand niet onbegrensd kan verhogen. Op een bepaald moment valt er zoveel spanning over deze weerstand dat er geen spanning meer over blijft voor de rest van de schakeling. Dat probleem kan, volgens figuur 3/11.3-45, opgelost worden door de weerstand te vervangen door een constante stroombron. Een constante stroombron heeft immers, per definitie, een zeer hoge inwendige weerstand, maar voldoet niet aan de wet van Ohm. Over een constante stroombron kan namelijk een kleine spanning staan, ondanks de hoge waarde van de inwendige weerstand. Dat is niet in strijd met de wet van Ohm, omdat deze wet alleen geldt voor passieve systemen en niet voor actieve systemen die zichzelf kunnen regelen, zoals een stroombron.



Figuur 3/11.3-45: Het vervangen van de emitterweerstand door een constante stroombron.

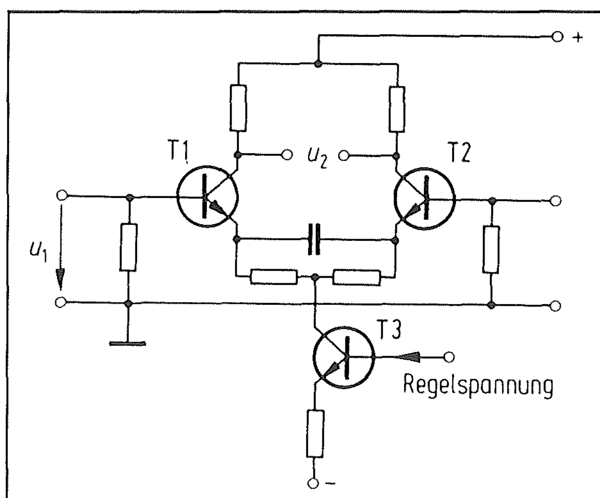
Transistor T3 wordt zo ingesteld dat er een bepaalde constante spanning staat tussen de basis en de emitter. In de emitter is een stroomsensor weerstand R3 opgenomen. Stel nu dat de collectorstroom om de een of andere reden zou willen stijgen. Er valt dan meer spanning over R3, waardoor de spanning op de emitter positiever wordt. Maar hierdoor wordt het

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

spanningsverschil tussen basis en emitter kleiner. De transistor wordt minder in geleiding gestuurd, de stroomstijging wordt tegengewerkt. De diode in de basis stabiliseert de temperatuurscoëfficiënt van de basis/emitter-spanning van de transistor, zodat de stroom die door deze stroombron geleverd wordt ook constant blijft in functie van de temperatuur.

Verschilversterker als stuurbare versterker

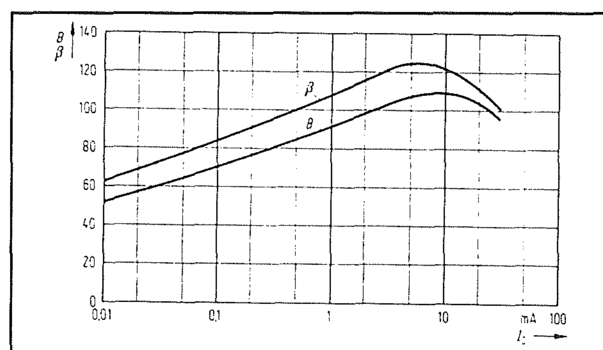
Een van de belangrijkste toepassingen van de verschilversterker in de LF-techniek is deze als stuurbare versterker. Vaak is het noodzakelijk de versterking van een trap stuurbaar te maken door middel van een stuurspanning. Te denken valt aan automatische volumeregelingen, automatische faders, ruisonderdrukkers, companders en expanders. In dergelijke schakelingen wordt vrijwel steeds een verschilversterker toegepast om de versterking van de schakeling regelbaar te maken.



Figuur 3/11.3-46: Een verschilversterker met regelbare versterking.

Het principe is getekend in figuur 3/11.3-46. De constante stroombron van figuur 3/11.3-45 is nu vervangen door een instelbare stroombron. De regelspanning op de basis van T3 bepaalt de waarde van de stroom die door deze transistor kan vloeien. De emitterweerstand zorgt ervoor dat deze stroom constant blijft, natuurlijk in de veronderstelling dat ook de basisspanning constant blijft.

Het gevolg is dat de collectorstromen van T1 en T2 recht evenredig worden met de grootte van de regelspanning op de basis van T3. Nu is het bekend dat de versterkingsfactor β van een transistor in een bepaalde mate afhankelijk is van de collectorstroom. Dit verband is voorgesteld in figuur 3/11.3-47. Het gevolg is dus dat de versterking van de verschilversterker binnen bepaalde grenzen afhankelijk wordt van de grootte van de regelspanning. Deze bepaalt immers de waarde van de collectorstromen!

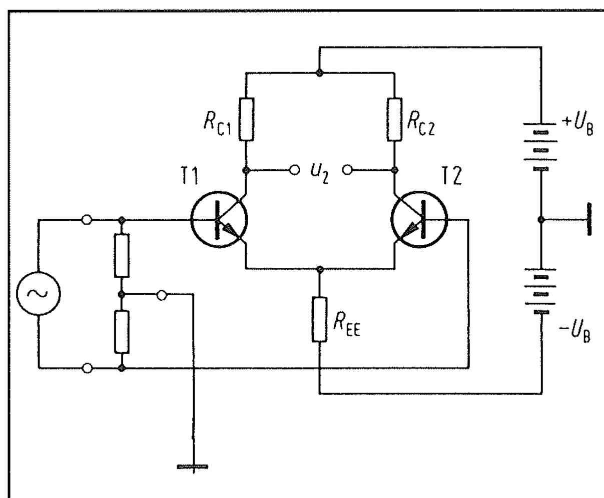


Figuur 3/11.3-47: Het verband tussen de versterkingsfactor β van een transistor en de collectorstroom.

Verschilversterker als symmetrische ingang

In de professionele geluidstechniek worden alle apparaten door middel van symmetrische kabels verbonden. Dat betekent dat het signaal niet gerefereerd wordt naar de massa, maar dat het uitgangssignaal tussen twee punten staat die los staan van de massa. Een verschilver-

sterker is de ideale schakeling om dergelijke signalen te verwerken. In figuur 3/11.3-48 is het principe getekend. De twee ingangssignalen worden aan de twee ingangen van de verschilversterker aangeboden. Tussen beide ingangen staan twee even grote weerstanden in serie, het knooppunt van deze weerstanden gaat naar de massa. De verschilversterker berekent nu het spanningsverschil tussen beide ingangen en zet dit verschil op de collectoren. Van deze punten wordt het dan afgetakt en kan het weer asymmetrisch verwerkt worden.



Figuur 3/11.3-48: Een verschilversterker kan gebruikt worden voor het verwerken van symmetrische signalen.

Parallelle versterkers

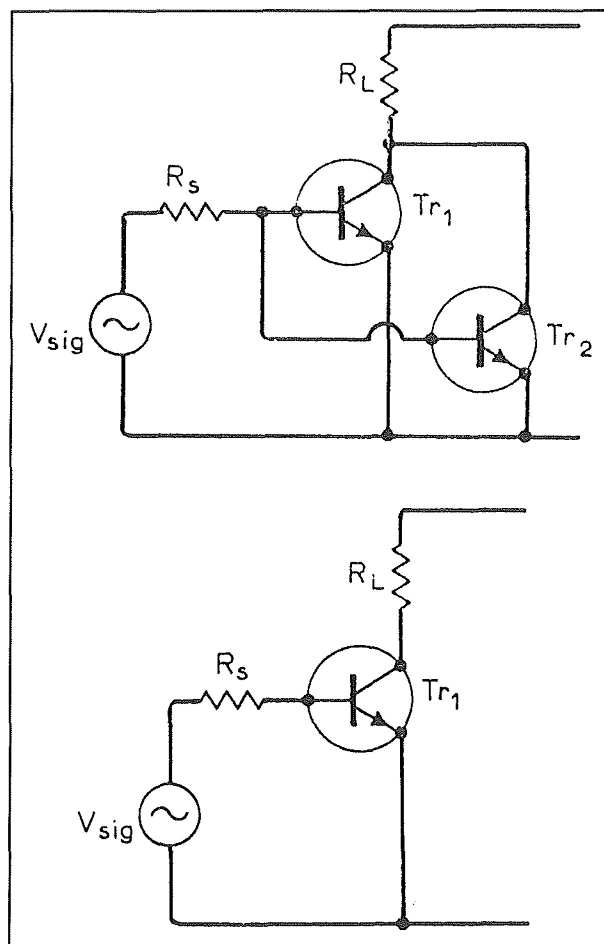
Ruis en impedantie

In figuur 3/11.3-21 is reeds het verband gegeven tussen collectorstroom, bronimpedantie en eigen ruis die door een transistor wordt opgewekt. Uit deze grafiek volgt overduidelijk dat de ruis flink toeneemt als de bronimpedantie erg laag wordt. Bepaalde bronnen, zoals de "moving coil" elementen voor platendraaiers hebben een impedantie van slechts enkele ohm. Deze elementen werken magneto-dynamisch. Het "spoeltje" bestaat uit een paar windingen geleidend materiaal met een speciale metaallegering, dat aan de naald van het element is opgehangen. Het zal duidelijk zijn dat een dergelijk element een zeer lage impedantie heeft. Bovendien geeft een dergelijk element een zeer lage spanning af, 150 µV is geen uitzondering. Er moet dus flink versterkt worden, waardoor het probleem van de ruis van de eerste trap nog veel groter wordt. Die ruis wordt immers meeversterkt in de volgende trappen. Dergelijke bronnen kunnen niet versterkt worden met de tot nu toe beschreven schakelingen.

Parallelle transistors

Dergelijke ruisproblemen kunnen worden opgelost door transistoren parallel te schakelen. In figuur 3/11.3-49 wordt een enkeltrap versterker (onder) vergeleken met een identieke schakeling, maar nu uitgevoerd met twee parallel geschakelde transistoren. De twee transistoren worden via één basisweerstand gestuurd, de collectorstromen vloeien gezamenlijk door één collectorweerstand. Men kan nu wiskundig berekenen dat de ruis van de bovenste schakeling een factor twee lager is dan de ruis van de onderste schakeling! Die wiskundige berekeningen gaan hier veel te ver, maar men kan de verklaring voor dit verschijnsel wel intuïtief aanvoelen. Ruis is immers een statistisch verschijnsel. Op het moment dat de ene transistor een positief ruispulsje over de belastingsweerstand opwekt zal het voorkomen dat de tweede transistor een ongeveer even groot negatief ruispulsje gene-

reert. Omdat beide signalen in de weerstand worden opgeteld zal de resulterende ruis veel lager zijn dan die van één transistor.



Figuur 3/11.3-49: Door het parallel schakelen van twee transistoren neemt de totale ruis met een factor twee af.

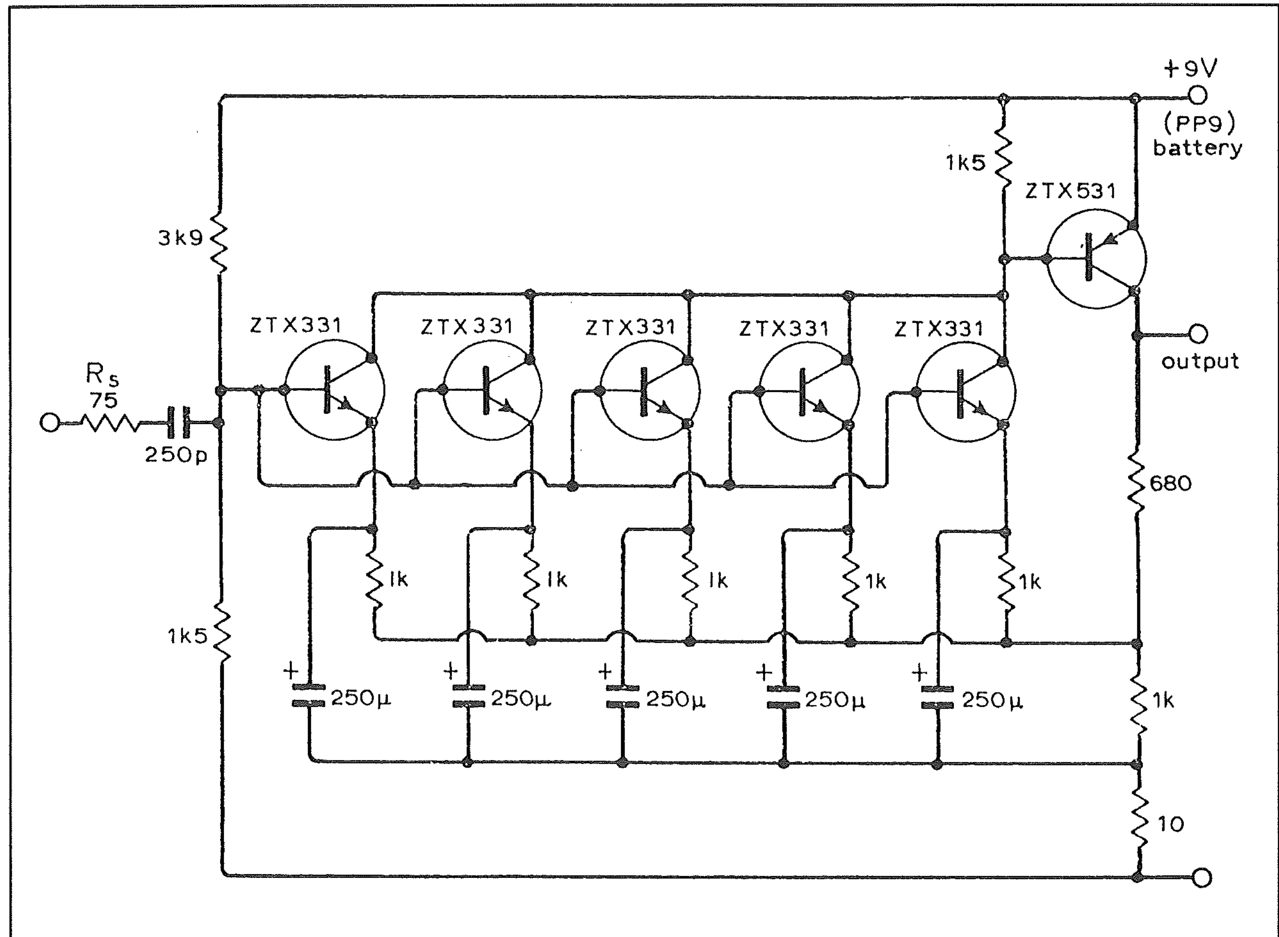
Het gevolg hiervan is dat de parallelle schakeling met een lagere bronbelasting gevoed kan worden, zonder dat de ruisspanning groter wordt dan die zou ontstaan als men slechts één transistor zou gebruiken. Is de optimale bronbelasting voor één transistor 200 Ω, dan kan men de parallelle schakeling voeden uit een bron met een impedantie van ongeveer 100 Ω en toch niet meer ruis genereren.

Natuurlijk kan dit principe uitgebreid worden. Zet men vier identieke transistoren parallel, dan zal de ruis bij optimale bronimpedantie met een factor vier dalen. Voedt men de schakeling met een bron die een belasting heeft van eenvierde van de optimale waarde, dan zal de totale ruis toch slechts ongeveer gelijk worden aan deze die ontstaat bij één transistor die optimaal gestuurd wordt. Op deze manier kan men dus schakelingen ontwerpen die gestuurd kunnen worden uit bronnen met een zeer lage impedantie, zonder dat de ruis te groot wordt.

Het eerste praktisch schema

In figuur 3/11.3-50 is een voorbeeld van een praktisch bruikbare parallelle versterker getekend. Er wordt gebruik gemaakt van vijf identieke transistoren, waarbij alleen basissen en collectoren doorverbonden worden. De collectorstromen worden ingesteld door middel van de spanningsdeler naar de gemeenschappelijke basis en gestabiliseerd via de individuele emitterweerstanden. Deze zijn door middel van forse condensatoren ontkoppeld, zodat de tegenkoppeling alleen werkt voor gelijkspanningen. De keuze van de transistoren en de collectorstromen legt de optimale impedantie van de bron vast op 75 Ω. Bij deze impedantie bedraagt de ruis op de uitgang van de schakeling slechts 67 µV in de frequentieband van 15 Hz tot 300 kHz. De schakeling versterkt 70 keer en heeft een bandbreedte van 7 Hz tot 2,5 MHz. Het signaal over de gemeenschappelijke collectorweerstand wordt door middel van een enkeltrap schakeling nog eens versterkt. De collectorweerstand van deze trap is opgesplitst, de twee tappen worden gebruikt voor een tweede vorm van tegenkoppeling, ter stabilisatie van het geheel.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



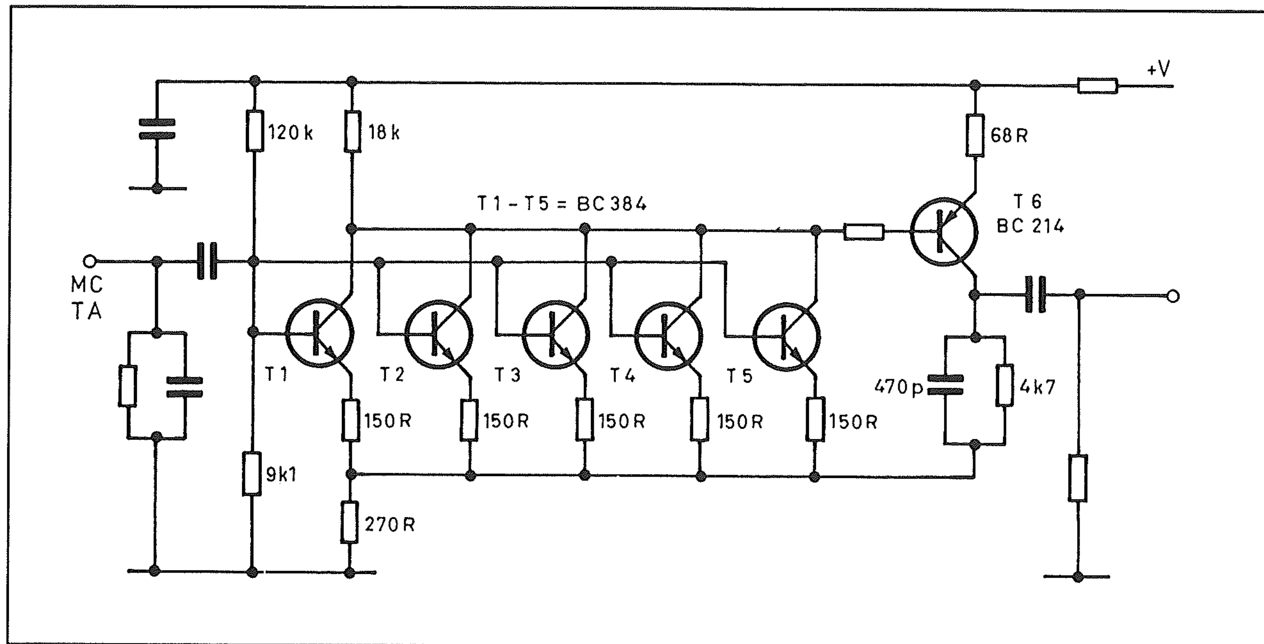
Figuur 3/11.3-50: Een lage ruis versterker voor een bronimpedantie van 75 Ω en met een eigen ruis op de uitgang van slechts 67 μV.

In figuur 3/11.3-51 is een vrijwel identieke schakeling getekend met wat courantere transistoren. Ook nu zorgen individuele emitterweerstanden voor de stabilisatie van de collectorstromen.

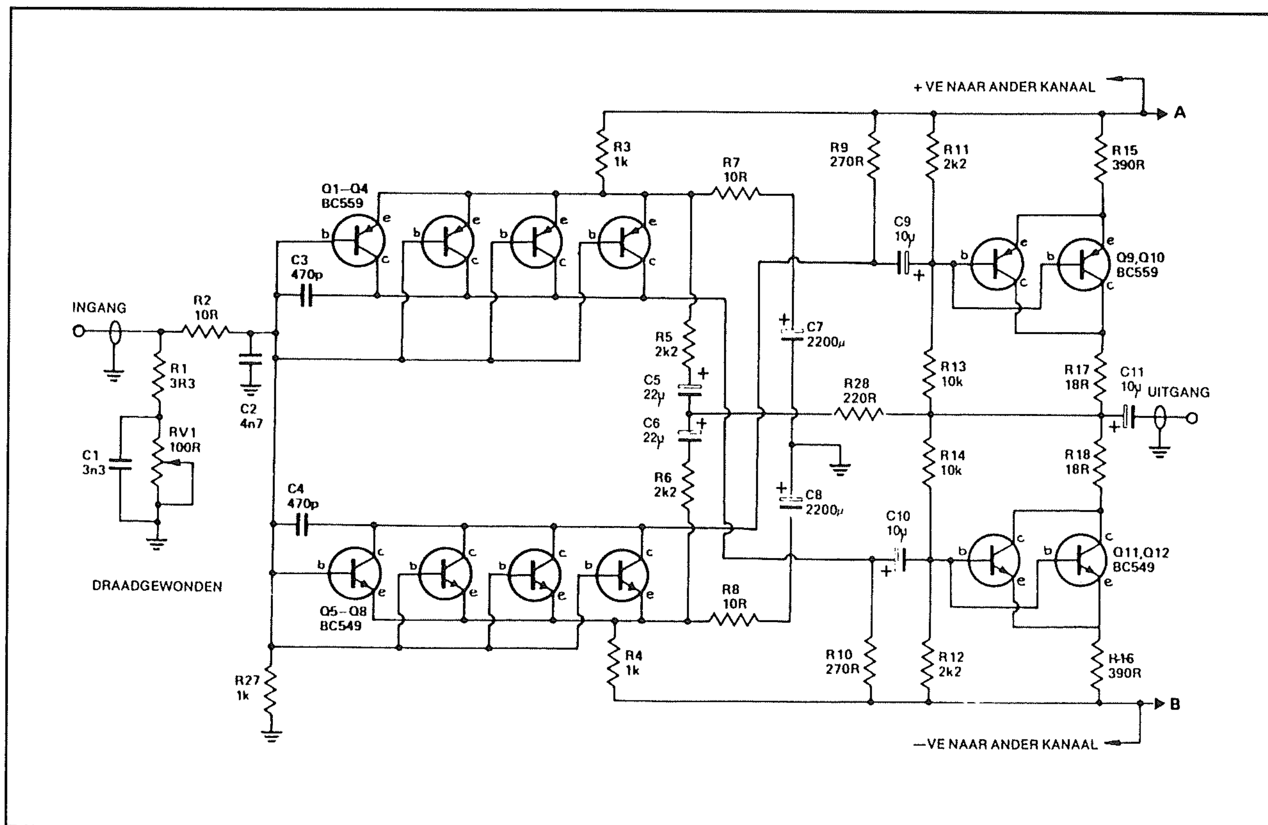
Parallel en complementair

De prestaties van een parallelle versterker kunnen nog verbeterd worden door de schakeling complementair uit te voeren. Er ontstaat dan de vrij ingewikkelde schakeling van figuur 3/11.3-52, twaalf transistoren voor een versterkingsfactor van slechts 25! Het grote voordeel van de complementaire samenstelling is dat de bassen op 0 V kunnen worden ingesteld, zodat een rechtstreekse koppeling tussen het MD-element en de versterker mogelijk is. De potentiometer RV1 moet worden afgeregeld op de juiste waarde van de bronimpedantie. Waarden tussen 3 Ω en 100 Ω zijn mogelijk. De signaal/ruisverhouding van de schakeling bedraagt 71 dB, een extreem goede waarde voor transistorversterkers! De bandbreedte is kaarsrecht tussen 20 Hz en 48 kHz. Dank zij de sterke tegenkoppeling van de uitgang naar de emitters via R28 bedraagt de totale harmonische vervorming slechts 0,0015 % bij een ingangssignaal van 150 μV. Bij een ingangsspanning van 30 mV stijgt de vervorming tot 0,015 %.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

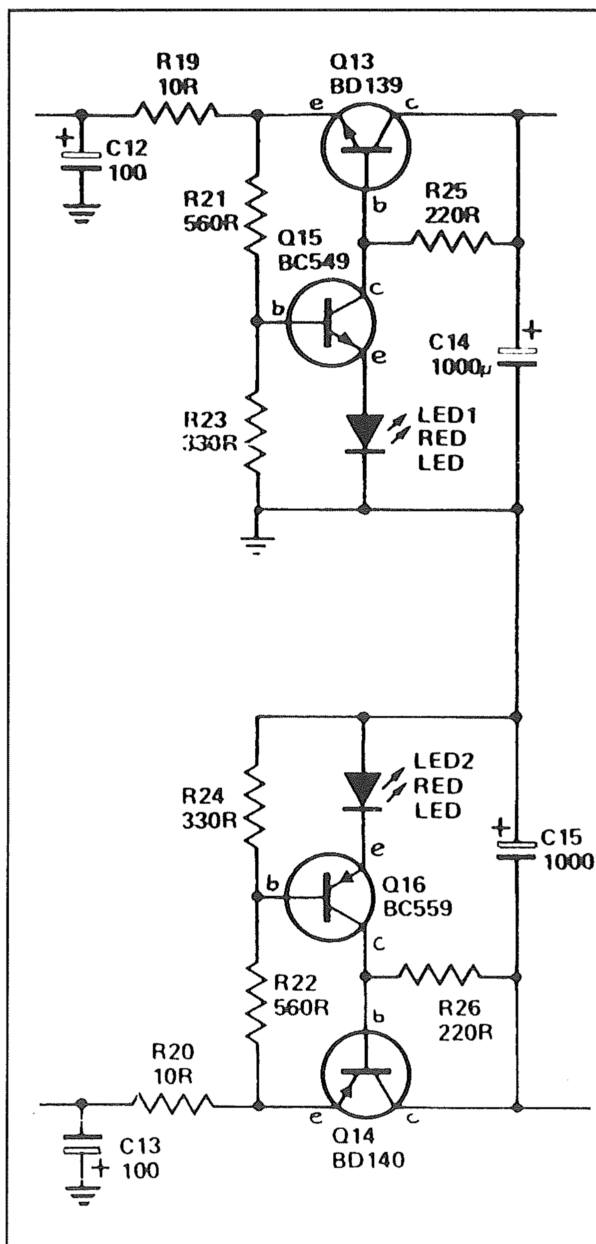


Figuur 3/11.3-51: Een vrijwel identieke schakeling met Europese transistoren.



Figuur 3/11.3-52: Een volledig symmetrisch uitgewerkte parallelle versterker met extreem lage eigen ruis en vervorming.

11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker



Figuur 3/11.3-53: Een ruisarme gestabiliseerde voeding.

De voeding voor parallelle versterkers
Vanwege de zeer kleine ingangssignalen die verwerkt worden moeten er hoge eisen gesteld worden aan de voeding. Ook op voedingspanningen zit namelijk ruis en het zou jammer zijn als deze ruis via de instelweerstanden tot de parallelle versterker zou doordringen. Zenerdioden om de voedingsspanning te stabiliseren zijn absoluut verboden! Zenerdioden staan immers in sper ingesteld en produceren dus per definitie heel wat ruis. Ook moderne spanningsregelaars zoals de 78xx- en 79xx-series worden afgeraden. Ook deze onderdelen zijn niet ontworpen op minimale ruis op de uitgangsspanning. In figuur 3/11.3-53 is een niet alledaags schema voor een gestabiliseerde voeding getekend. Als referentie-element wordt gebruik gemaakt van een rode LED! Een rode LED heeft een constante brandspanning van 1,65 V, waarop erg weinig ruis is terug te vinden. Deze referentie wordt opgenomen in een versterkertje, die de brandspanning oppept tot 6 V. Uiteraard is de voeding symmetrisch uitgevoerd, zodat ook de complementaire versterker van figuur 3/11.3-52 hieruit gevoed kan worden. De ingangsklemmen worden gestuurd uit ongestabiliseerde spanningen van +/-12 V.

Algemene opmerking
Als men parallelle versterkers gebruikt voor het afsluiten van “moving coil” elementen mag men niet vergeten dat ook deze elementen volgens de RIAA-norm gecompenseerd moeten worden. Het zal duidelijk zijn dat het niet mogelijk is deze frequentiecompensatie rechtstreeks in te bouwen in de parallelle versterker. Deze wordt immers ontworpen met minimale ruis als uitgangspunt. Vandaar dat deze schakeling afgesloten moet worden met een versterker met RIAA-netwerk. Deze versterker moet dan uiteraard niet erg veel versterken, omdat een deel van de totale versterking reeds door de parallelle schakeling werd verzorgd. Men kan dus flink tegenkoppelen, waardoor de eigenschappen van de RIAA-correcties verbeterd worden.

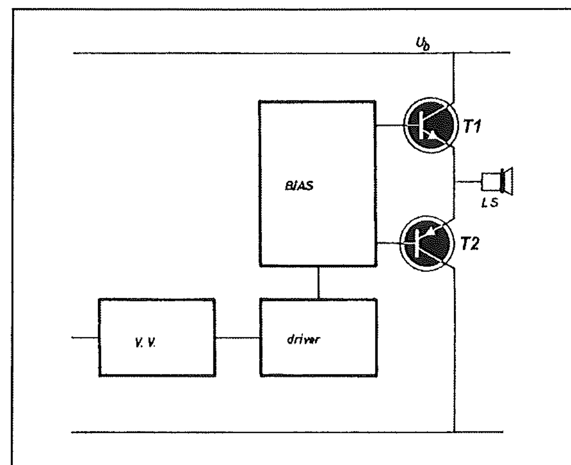
11.3 De bipolaire transistor als LF signaalversterker

3/11.4

De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

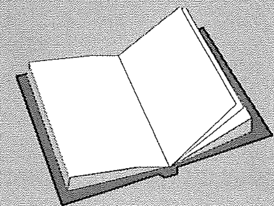
Inleiding
Als u het schema van een laagfrequent eindversterker met transistoren onderzoekt, zult u vaststellen dat er in eerste instantie weinig systeem valt te ontdekken. Transistoren, dioden, weerstanden en condensatoren zijn in een schijnbare willekeur met elkaar verbonden. Ook het proberen volgen van het signaal van in- naar uitgang zal niet lukken, omdat er diverse tegen- en meekoppelingen in het schema zijn aangebracht. Deze werken allemaal in op het signaal, zodat zelfs de logisch loop van het signaal door het schema niet te volgen is.
Toch zit er uiteraard een logisch systeem in het ontwerp van een eindversterker. In dit hoofdstuk wagen wij een poging het raadsel van de eindversterker voor u te ontrafelen.

Het blokschema
Een LF-versterker eindtrap is steeds opgebouwd volgens het principe van figuur 3/11.4-1. De laatste trap is samengesteld uit de combinatie van twee transistoren T1 en T2. Bij vermogens boven de 10 W zal men steeds een cascadeschakeling van verschillende transistoren vinden, daar de driver anders niet in staat is de nodige grote basisstroom te leveren. Een biasschakeling stelt de eindtrap op de gekozen ruststroom in. De driver stuurt het LF-signaal in de basissen van de eindtransistoren.



Figuur 3/11.4-1: Het fundamenteelste blokschema van een LF eindversterker.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.8
Hoofdstuk 3/11.1
Hoofdstuk 3/11.2

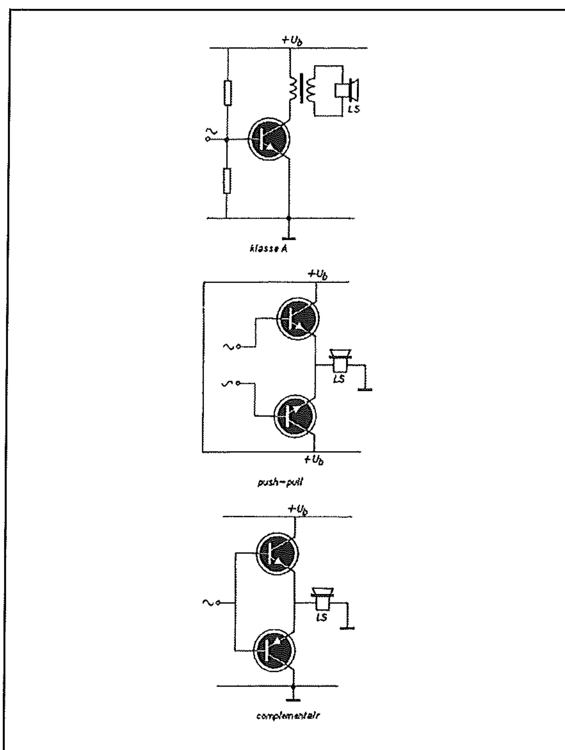


11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

De voorversterker VV, tenslotte, geeft de schakeling de gewenste ingangsgevoeligheid. Bij vele eindversterkers bedraagt deze 1 $V_{effectief}$. Opgemerkt moet echter worden, dat de "officiële" gevoeligheid op 0,775 $V_{effectief}$ genormaliseerd is.

De instelling van de eindtrap

In principe is het uiteraard mogelijk de eindtrap in klasse A in te stellen. Bij dit systeem, zie figuur 3/11.4-2 boven, geleidt de transistor gedurende de gehele signaalperiode. Nadeel is dat de ruststroom gelijk moet zijn aan de helft van de stroomamplitude. Het zal duidelijk zijn, dat dit bij vermogensversterkers praktisch niet realiseerbaar is, om verder nog te zwijgen over de aanpassingsmoeilijkheden tussen transistor en luidspreker én het lage rendement.



Figuur 3/11.4-2: De drie mogelijke instellingen van een LF eindversterker.

Eindtrappen worden dus steeds in klasse B ingesteld. Het algemene kenmerk van deze instelling is dat er twee actieve onderdelen worden gebruikt, die elk gedurende de helft van de signaalperiode geleiden. Vroeger werden vaak zogenaamde push-pull versterkers gebouwd, waar beide transistoren in tegenfase gestuurd moesten worden en beide NPN of PNP waren (zie middenste figuur). Daar dit een complexe sturing vereist, zal men deze trappen niet meer aantreffen.

Tegenwoordig gebruikt men enkel nog complementaire of semicomplementaire configuraties (zie onderste schema) met als algemene kenmerken:

- gebruik van NPN/PNP-combinaties;
- sturing in fase;
- kleine vervormingen;
- bias voor ruststroominstelling.

De B-instelling heeft het nadeel dat bij kleine signalen overnamevervorming gaat optreden. In de praktijk kiest men daarom meestal voor een AB-instelling, waar dit probleem wordt omzeild door een kleine ruststroom door de eindtransistoren te sturen.

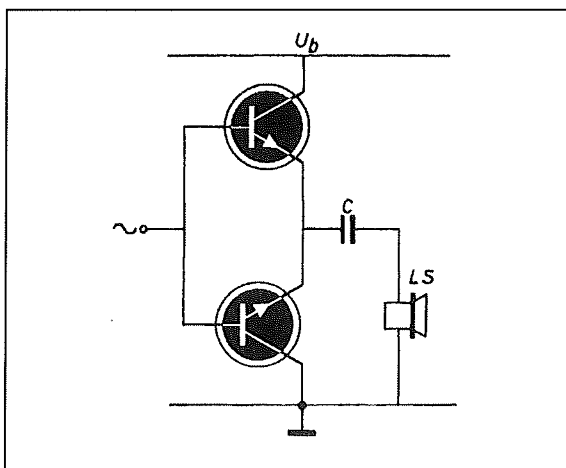
Koppeling met de belasting

Zoals uit figuur 3/11.4-2 blijkt, wordt bij de B- of AB-instelling de luidspreker verbonden met het middelpunt van de eindversterker. Nu zal het duidelijk zijn, dat dit punt op de helft van de voedingsspanning ingesteld moet worden, wil men de eindtrap volledig kunnen uitsturen. Deze gelijkspanningsinstelling mag niet beïnvloed worden door de lage gelijkstroomweerstand van de luidspreker. Vier oplossingen zijn mogelijk:

- capacitieve koppeling;
- middelpunt koppeling;
- DC koppeling;
- brugschakeling.

11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

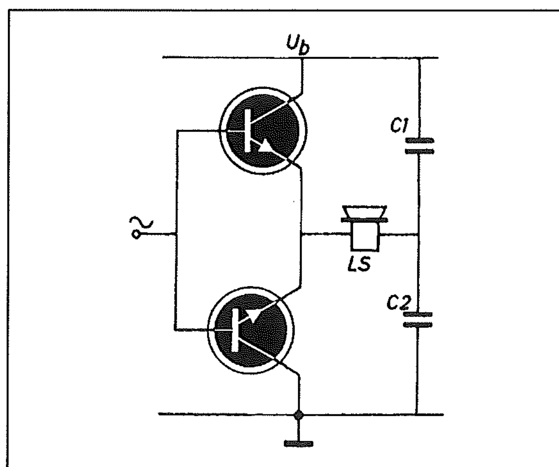
- **Capacitieve koppeling**
  Bij deze koppeling wordt de luidspreker via een grote elco met het versterkermiddelpunt verbonden, zie figuur 3/11.4-3. Dit systeem heeft het voordeel dat de versterker slechts één voedingsspanning U_b nodig heeft. Toch heeft deze schakeling een paar grote nadelen. Ten eerste vloeit de totale luidsprekerstroom door de condensator. Dit onderdeel moet dus van zeer goede kwaliteit zijn en in staat om de dissipatie, veroorzaakt door de stroom, te verwerken. Verder nadeel is, dat de impedantie van de condensator bij lage frequenties niet te verwaarlozen is. Er vormt zich een spanningsdeler C-LS, waardoor de weergave van de lage frequenties verzwakt wordt.



Figuur 3/11.4-3: Capacitieve koppeling tussen versterker en luidspreker.

Dit verschijnsel kan niet volledig door de terugkoppeling worden opgevangen. Het grootste bezwaar van deze schakeling is wel, dat de condensator vooral bij de lage frequenties faseverschuivingen veroorzaakt in het terugkoppelingspad. Hierdoor gaat bij lage frequenties de vervorming sterk toenemen.
Enig voordeel is de economische opbouw, reden waarom men deze schakeling in de meeste goedkope commerciële versterkers aantreft.

- **Middelpunt koppeling**
  In figuur 3/11.4-4 is een variant getekend. De twee condensatoren moeten dezelfde waarde hebben, maar kunnen wel de helft kleiner zijn als de ene C van figuur 3/11.4-3. Bovendien kan de combinatie C1 + C2 gebruikt worden als afvlakelco voor de voedingsspanning.

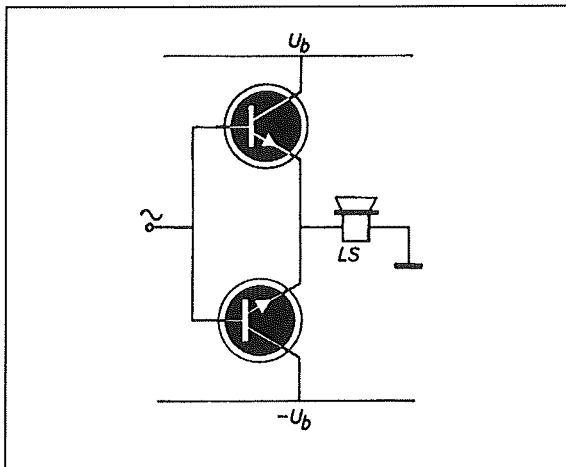


Figuur 3/11.4-4: De zogenoemde middelpunt koppeling.

- **DC koppeling**
  Het ideaal is getekend in figuur 3/11.4-5. De luidspreker is rechtstreeks gekoppeld met de eindtrap. Nadeel is echter dat de versterker twee symmetrische voedingsspanningen vraagt. Dit systeem stelt wel zeer hoge eisen aan de gelijkspanningsstabiliteit van de versterker. Iedere gelijkspanning op het knooppunt van de twee eindtransistoren, hoe klein ook, zal

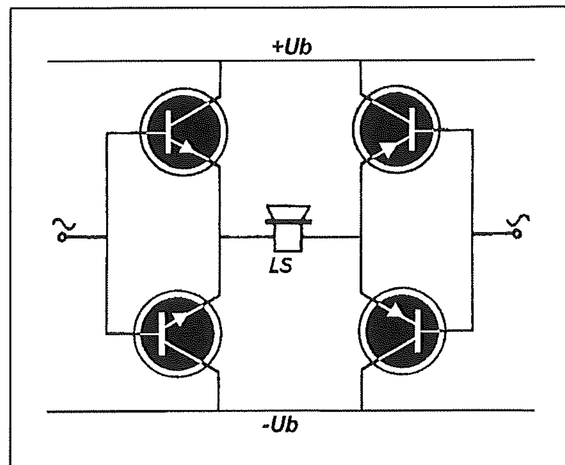
11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

een zeer grote stroom door de spoel van de luidspreker veroorzaken. In het ongunstigste geval zal de spreekspoel van de luidspreker hierdoor doorbranden.



Figuur 3/11.4-5: Het principe van DC koppeling vereist twee symmetrische voedingsspanningen.

- **Brugschakeling**
  In figuur 3/11.4-6 is een moderne koppeling tussen luidspreker en eindversterker voorgesteld. Bij deze brugschakeling zit de luidspreker tussen twee identieke, maar symmetrische complementaire eindtrappen. Het grote voordeel van deze configuratie is dat er een maximaal vermogen uit de beschikbare voedingsspanning naar de luidspreker wordt gestuurd. Vandaar dat men deze brugschakeling voornamelijk aantreft bij eindversterkers die met een lage spanning worden gevoed, zoals versterkers voor auto's. Nadeel is dat de twee eindtrappen met signalen worden gestuurd die ***in tegenfase*** zijn. Als het signaal aan de ene ingang stijgt, dan moet het signaal aan de tweede ingang dalen. Er moet dus een extra trap worden ingelast, die het signaal 180° in fase draait.



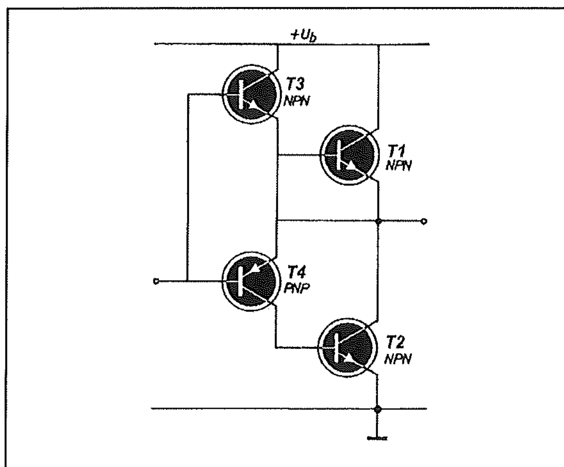
Figuur 3/11.4-6: De brugschakeling die het maximale vermogen uit de beschikbare voedingsspanning haalt.

Verschillende soorten van AB-instelling
In principe bestaan er vier mogelijkheden om een eindtrap in AB-instelling te configureren:
- quasi-complementaire eindtrap;
- Si/Ge-combinatie;
- silicium complementaire trappen;
- NPN/PNP-combinatie.

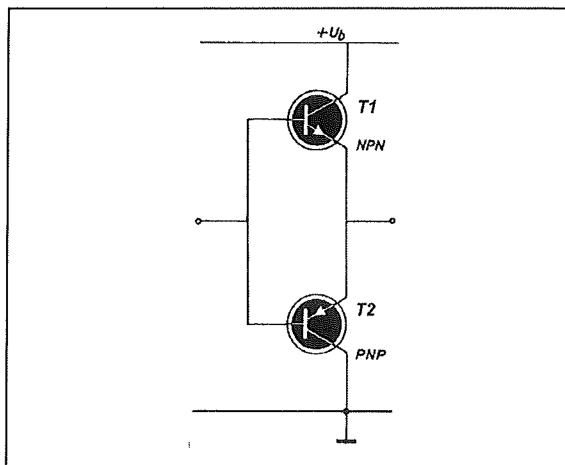
- **De quasi-complementaire eindtrap**
  De quasi-complementaire eindtrap van figuur 3/11.4-7 stamt uit het germanium tijdperk. Hij kenmerkt zich door het gebruik van transistoren met dezelfde polariteit in de eindtrap (T1-T2). Bij germanium is dit PNP, bij silicium NPN. Deze keuze is gebaseerd op het feit dat halfgeleiders van de andere polariteit bij de verschillende grondstoffen duurder zijn. De stuurtrap (T3-T4) is wel complementair. Dit systeem heeft als nadeel dat het ingangssignaal verschillende im-

11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

pedanties "ziet" bij de negatieve en positieve halve sinus van het stuursignaal. Bij de positieve halve sinus bevinden zich twee basis/emitter-overgangen tussen in- en uitgang, bij de negatieve slechts één. Door deze ongelijkmatige belasting kunnen signaalvervormingen ontstaan.

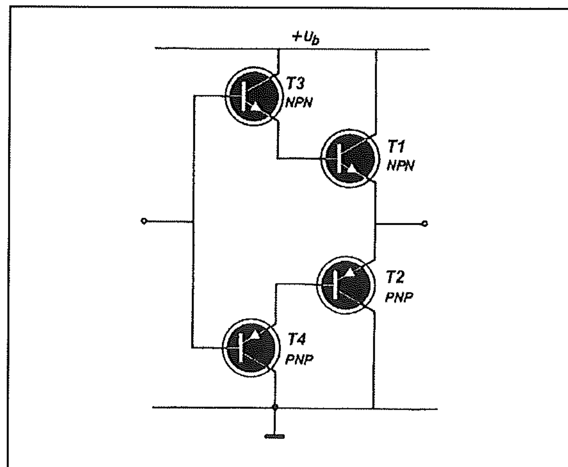


Figuur 3/11.4-7: De quasi-complementaire eindtrap.



Figuur 3/11.4-8: Een complementaire Si/Ge-combinatie.

- **Si/Ge-combinatie**
  Een voor de hand liggende oplossing is gegeven in figuur 3/11.4-8. Men combineert een goedkope NPN silicium transistor met een goedkope PNP germanium transistor en heeft een volwaardige complementaire eindtrap. Helaas heeft deze combinatie enige zwakke punten. Ten eerste hebben de transistoren een verschillende U_{be} (0,3 V voor Ge, 0,7 V voor Si), waardoor de sturing weer niet symmetrisch is. Ten tweede zijn de temperatuurkarakteristieken van de halfgeleiders niet gelijk, waardoor het denkbaar wordt dat de versterker onder extreem zware werkingscondities op hol slaat.
- **Silicium complementaire trappen**
  Om al deze redenen wordt in de moderne versterkertechnologie de voorkeur gegeven aan silicium complementaire trappen. In figuur 3/11.4-9 is de gebruikelijke Darlington configuratie getekend.

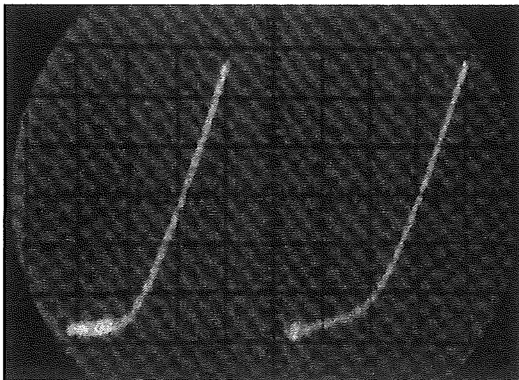


Figuur 3/11.4-9: De silicium complementaire trappen.

De eindtransistoren T1 en T2 worden gestuurd door gelijksoortige middelvermogen halfgeleiders T3 en T4. Tussen in- en uitgang staan steeds twee basis/emitter-overgangen. De

11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

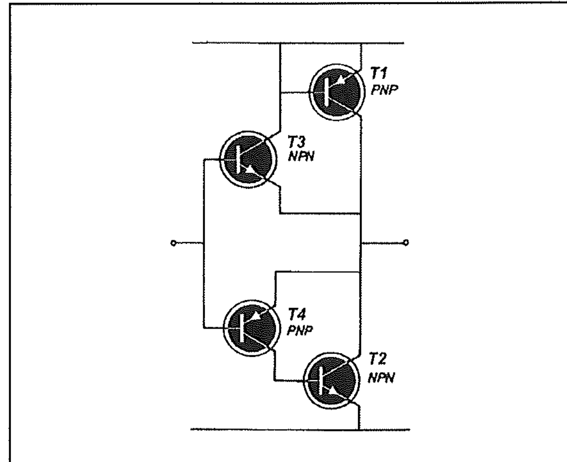
transistoren zijn als emittervolger geschakeld. Het nadeel van dit systeem wordt verduidelijkt aan de hand van figuur 3/11.4-10. Hierop wordt de basis/emitter-spanning in functie van de collectorstroom van een gewone transistor en een Darlington vergeleken. Duidelijk blijkt, dat de dode zône bij deze laatste groter is, maar dat bovendien de geleidingsknik minder scherp is en de helling van de karakteristiek enigszins groter. Al met al een heleboel nare eigenschappen, die de Darlington van de ereplaats op het podium weerhoudt.



Figuur 3/11.4-10: Vergelijking van de basis/emitter-spanningen van een gewone transistor (links) en van een Darlington.

- **De NPN/PNP-combinatie**

In figuur 3/11.4-11 wordt de beste eindtrap voorgesteld. Iedere helft is opgebouwd uit een NPN-PNP combinatie. Deze schakeling kenmerkt zich door een grote openlus-versterking: de versterkingsfactoren van beide halfgeleiders worden vermenigvuldigd. Door een interne terugkoppeling is de reële spanningsversterking gelijk aan één. Door deze grote terugkoppeling wordt de lineaire werking bij kleine ingangssignalen bevorderd.



Figuur 3/11.4-11: De NPN/PNP-combinatie.

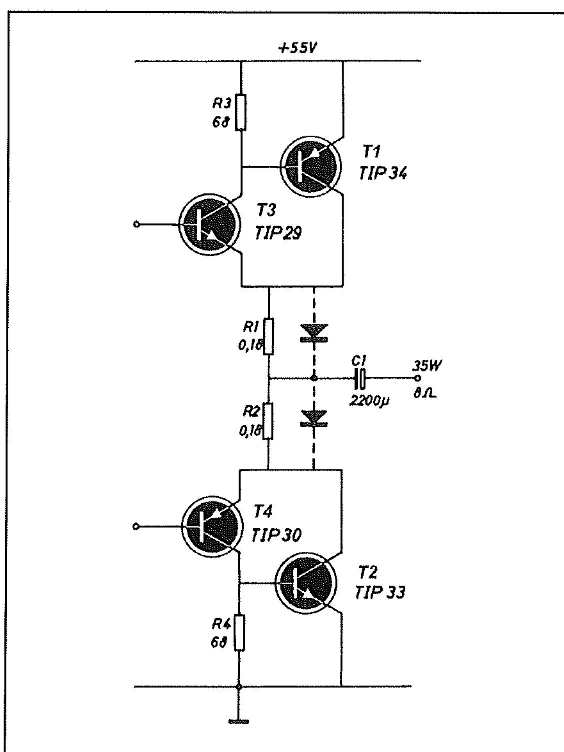
Een praktische eindtrap

In figuur 3/11.4-12 is de eindtrap getekend van een door Texas Instruments ontwikkelde versterker. De weerstanden R1 en R2 hebben een dubbele functie. Ze stabiliseren de ruststroom: stel dat door temperatuurstijging de stroom door T1 toeneemt. De grotere spanningsval over R1 vermindert de U_{be} van T3, waardoor de combinatie T3-T1 minder gaat geleiden. Op wisselstroomgebied compenseert deze weerstandstegenkoppeling de a-lineariteiten van de transistoren.

Vooral bij de hoogvermogenversterking worden soms Si-dioden over beide weerstanden geschakeld. Op deze manier kan de signaalspanningsval over de weerstanden tot 0,7 V beperkt worden, waardoor het vermogen toeneemt.

De weerstanden R3 en R4 rekenen af met de zogenaamde secundaire cross-over vervorming. Als het uitgangssignaal negatief wordt, gaan de transistoren T3 en T1 sperren.

11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

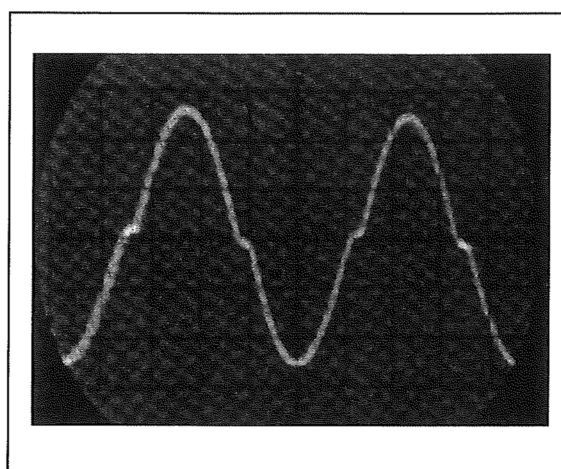


Figuur 3/11.4-12: Een praktische 35 W eindtrap, volgens de basisschakeling van figuur 3/11.4-11.

Zonder weerstand R3 kan de in de basis van T1 aanwezige lading niet afvloeien. Het gevolg is dat de transistor langer blijft geleiden dan 180°. Daar hetzelfde geldt voor T2, ontstaan pieken op de uitgangsspanning bij de nuldoorgang. De weerstanden R3 en R4 vormen een geleidingspad voor de in de basis opgeslagen ladingsdragers, zodat de transistoren op tijd sperren en in geleiding komen.
Een bijkomend voordeel is dat de dissipatie in de eindtransistoren vermindert en de HF-weergave verbetert.

De bias van de eindtrap

Zoals reeds gezegd kent iedere transistor een "dode zône" die bij silicium 0,7 V groot is. Als er geen ruststroom door de versterker vloeit zal het uitgangssignaal bij de nuldoorgang vervormen. Dit is in figuur 3/11.4-13 overdreven voorgesteld. De grootte van de ruststroom moet zo worden gekozen, dat de eindtransistoren in rust boven de knie zijn ingesteld. In de praktijk plaatst men een kleine constante spanning tussen de basis van beide eindcombinaties.

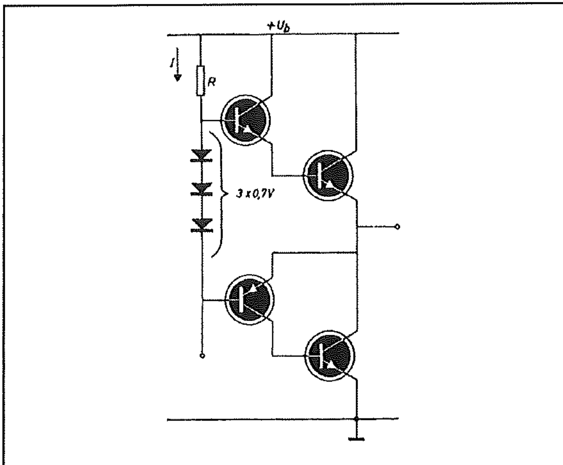


Figuur 3/11.4-13: Hoe een eindtrap zonder bias reageert op een onvervormde sinusspanning.

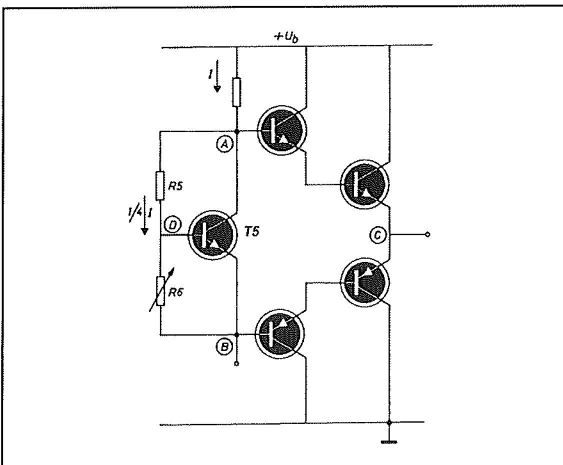
Het instellen van een ruststroom door de eindtrappen noemt men de "bias" van de versterker.
De eenvoudigste methode van figuur 3/11.4-14 maakt gebruik van enige in voorwaartse richting gepolariseerde siliciumdioden. Over iedere diode valt ongeveer 0,7 V. Er zijn net zoveel dioden nodig, als er B/E-overgangen tussen in- en uitgang staan. Het nadeel schuilt in het woordje "ongeveer" in de vorige zin. Iedere transistor en iedere diode heeft een eigen U_{be}, die weliswaar rond 0,7 V ligt, maar toch niet identiek is aan de spanning van de overige in de schakeling gebruikte halfgeleiders. Gevolg is dat er kleine misaanpassingen kunnen ontstaan, waardoor de ruststroom net iets te

11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

groot of te klein wordt voor minimale vervorming.



Figuur 3/11.4-14: Een eenvoudige bias-schakeling met Si-dioden.

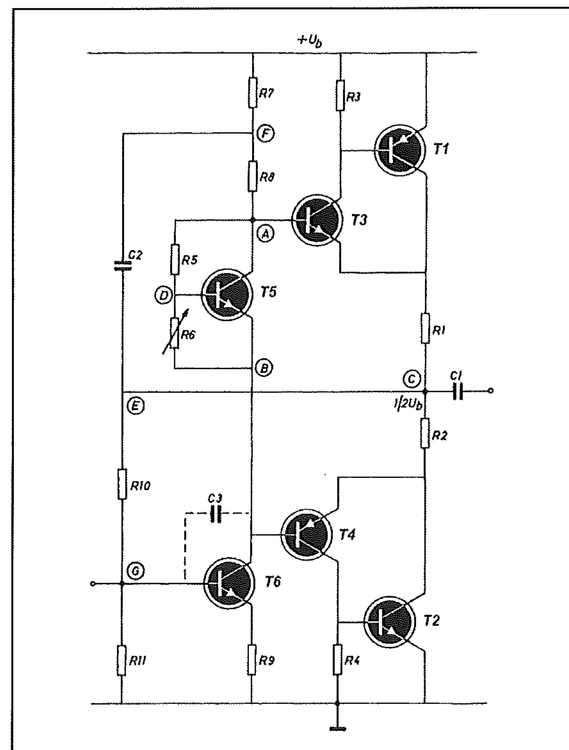


Figuur 3/11.4-15: De standaard toegepaste schakeling voor het instellen van de bias.

Een veel betere methode is geschetst in figuur 3/11.4-15. De collectorstroom van een transistor T5 kan door middel van een basisspanningsdeler R5-R6 over een breed bereik ingesteld worden. De spanning tussen de punten A en B, die de bias van de eindtrap verzorgt kan bijgevolg van versterker tot versterker individueel worden afgeregeld op minimale cross-over vervorming.

De driver trap

Bij bestudering van verschillende versterkerschema's stelt men vast dat bij de drivertrap niet veel variaties worden gebruikt. Het schema van figuur 3/11.4-16 wordt algemeen toegepast.



Figuur 3/11.4-16: Een praktische schakeling waaruit de integratie van de drivertrap T6 in de schakeling van de eindtrappen duidelijk wordt.

De drivertransistor T6 is in klasse A ingesteld door middel van een basisweerstandsdeler R10-R11. Er is niets op tegen om deze spanningsdeler te voeden uit de voedingsspanning U_b. Meestal wordt deze deler evenwel aangesloten op het middelpunt (E-C) van de versterker. Er

11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

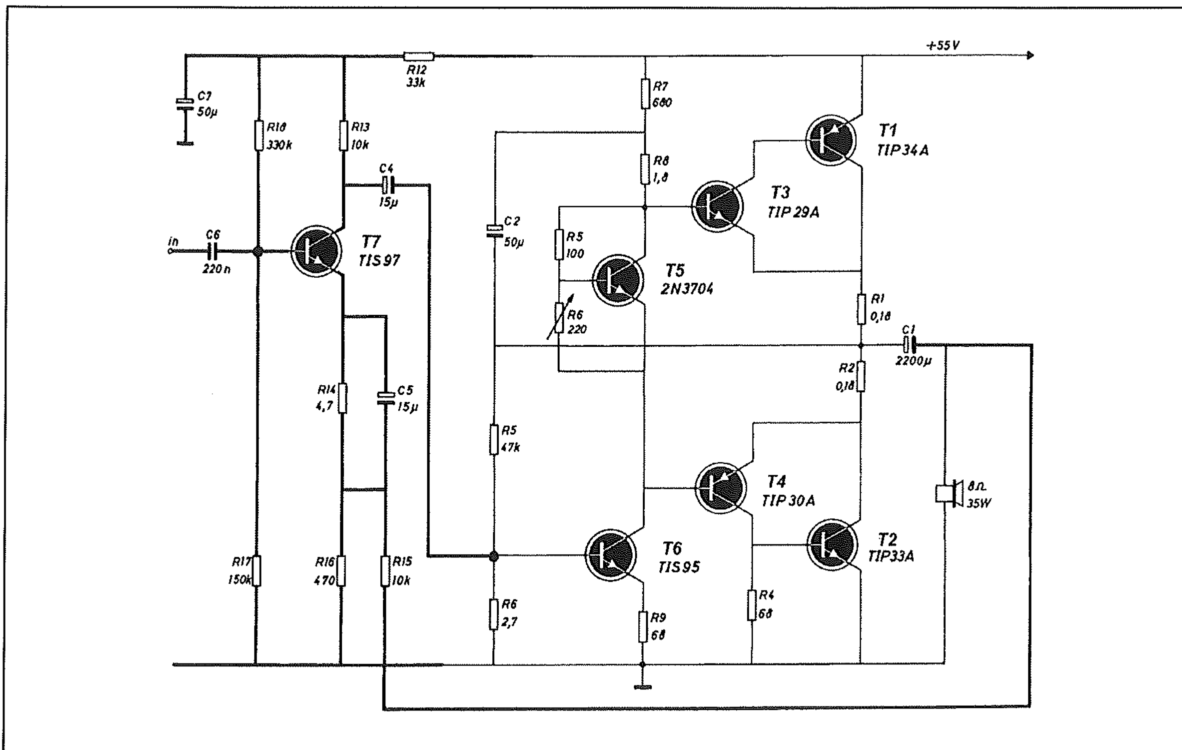
ontstaat dan een terugkoppeling C-E-G. Op gelijkspanningsgebied verzorgt deze terugkoppeling de instellingsstabilisatie van de eindtrap. Als de spanning op punt C om een of andere reden zou stijgen, zal eveneens de spanning op de basis van T6 toenemen. Deze transistor geleidt meer, waardoor de spanning op punt A daalt. De combinatie T3-T1 geleidt minder, waardoor de spanning op C daalt. Op wisselspanningsgebied draagt de tegenkoppeling bij aan een linearisering van de werking, zodat de vervorming daalt. Uiteraard zal de versterking afnemen.

Bootstrapping
Condensator C2 is een zeer belangrijk onderdeel. Stel dat de versterker maximaal positief uitgestuurd wordt. De spanning op punt C zal dan zeer dicht bij de voedingsspanning liggen. Punt A moet deze spanning volgen. Het zal duidelijk zijn dat de spanningsreserve over R7 en R8 in deze situatie zeer klein is. Gevolg is dat transistor T3 niet volledig uitgestuurd kan worden, waardoor de versterker gaat begrenzen. Door condensator C2 wordt de spanning op punt F evenwel groter dan de voedingsspanning, zodat er genoeg spanning over R8 ontstaat om de transistoren uit te sturen. Momenteel is $U_F = U_C + U_{C2}$. De spanning over de condensator wordt dus opgeteld bij de spanning op punt C, zodat het inderdaad zo is dat punt F tijdelijk op een spanning komt te staan die hoger is dan de voedingsspanning. Als voor C2 een grote elco gekozen wordt, zal de volledige uitsturing van de bovenste helft van de eindtrap eveneens voor lage frequenties verzekerd blijven.
Dit opvoeren van de spanning in een punt van de schakeling boven de voedingsspanning staat bekend onder de naam **bootstrapping**, reden waarom condensator C2 de bootstrapcondensator wordt genoemd. Uit het verloop van de kring C-E-F volgt dat C2 eveneens voor een wisselspanningsmeekoppeling zorgt, waarvan de grootte wordt bepaald door de waarde van de weerstanden R7 en R8. Meestal worden deze onderdelen zo gekozen, dat het versterkerverlies door de tegenkoppeling C-E-G door de meekoppeling C-E-F wordt gecompenseerd.

Hoogfrequent oversturing
Bij vele ontwerpen treft men een kleine condensator C3 aan tussen basis en collector van T6. Dit kleine, maar oh zo belangrijk onderdeeltje beschermt de versterker tegen vernieling bij hoogfrequent oversturing. Onder deze omstandigheden kan het namelijk voorkomen dat T1 nog in geleiding is als T2 met geleiden begint, dit door de traagheid waarmee de ladingsdragers van de basis van T1 afvloeien. Gevolg is dat er een zeer grote stroom door de eindtrap vloeit, waardoor de halfgeleiders veel te warm worden. Condensator C3 begrenst de versterking voor de hoge frequenties op een veilige waarde.

De totale versterker
In figuur 3/11.4-17 is het volledig schema getekend van de eerder genoemde TI-versterker. Het gedeelte dat nog niet besproken is, is vet getekend. Transistor T7 is een normaal ingestelde signaaltransistor. Het netwerkje R12-C7 ontkoppelt de voedingspanning voor deze trap. Bij deze versterker is de voorversterker, via condensator C4, wisselspanningsgekoppeld met de rest van de schakeling.

11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

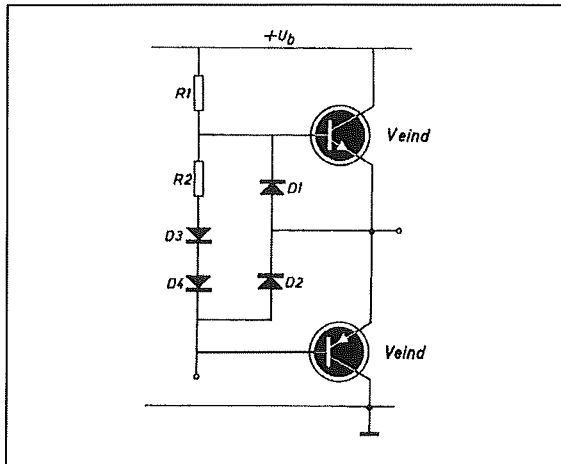


Figuur 3/11.4-17: Het volledig schema van een 35 W versterker.

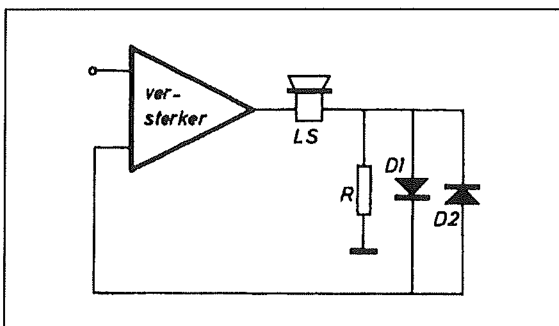
Soms is ook deze verbinding galvanisch, zodat dan de gehele versterker gelijkspanningsgekoppeld is.
De over-all versterking van de schakeling wordt bepaald door de signaaltegenkoppeling via R15 en R16. Met de keuze van deze onderdelen moet een compromis tussen "minimale vervorming - lage gevoeligheid" en "grote vervorming - hoge gevoeligheid", ingesteld worden.

Kortsluitbeveiliging van eindversterkers
Door de vele tegenkoppelingen, die in iedere eindversterker zijn ingebouwd, wordt de uitgangsimpedantie van de schakeling zeer laag. Dit heeft tot gevolg dat zelfs de kortste kortsluiting meestal het sneuvelen van de eindtransistoren tot gevolg heeft. Er zijn dan ook talrijke beveiligingsschakelingen uitgewerkt, waarvan de drie eenvoudigste en meest gebruikte in deze paragraaf worden besproken.
In figuur 3/11.4-18 gaat men uit van het principe dat bij overbelasting van de versterker de stuurstroom van de eindtrap toeneemt. De signaalspanning over de biaselementen R2, D3 en D4 wordt dan groter dan normaal. De dioden D1 en D2 begrenzen deze spanning evenwel op een veilige waarde. De uitsturing van de eindtransistoren wordt dus eveneens op een veilige waarde begrensd.
In figuur 3/11.4-19 is een kleine stroomsensorweerstand in serie met de luidspreker opgenomen. De dioden D1 en D2 zijn in een tegenkoppeling verweven. Als de versterker normaal wordt gestuurd, blijft de spanning over de weerstand kleiner dan 0,7 V. De dioden sperren en hebben een zeer hoge impedantie.

11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker



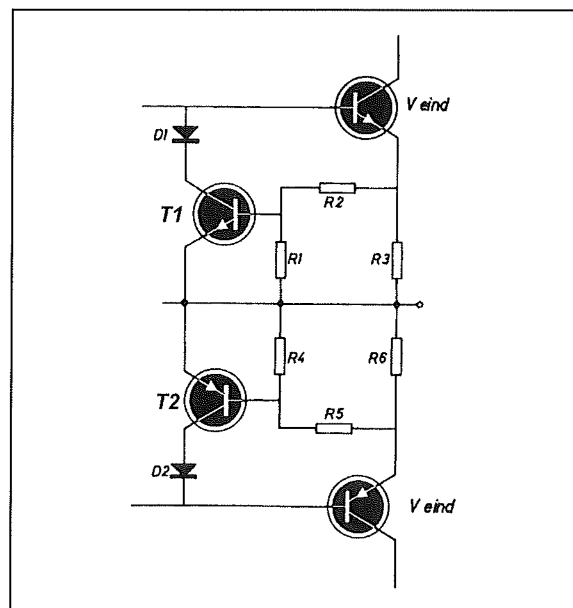
Figuur 3/11.4-18: Een schakeling voor het beveiligen van de eindtrap.



Figuur 3/11.4-19: Beveiliging door middel van een stroomsensorweerstand in de luidsprekerleiding.

Treedt een kortsluiting of overbelasting op, dan stijgt de spanning over de weerstand, de dioden gaan geleiden. Hun impedantie wordt zeer laag. De versterker wordt nu zeer sterk tegengekoppeld, waardoor de versterkingsfactor zeer laag wordt. De uitsturing vermindert, waardoor de versterker opnieuw in het veilige gebied wordt ingesteld. Deze beveiliging kan evenwel niet bij alle versterkers worden toegepast. De capaciteit van de sperrende dioden kan aanleiding geven tot HF-oscillaties of -instabiliteiten. Het gebruik van capaciteitsarme dioden is dus noodzakelijk.

De schakeling van figuur 3/11.4-20 is de beste. Hier is in iedere emitterleiding een stroomsensor opgenomen. Als de spanning over een van die weerstanden te groot wordt, zal een van de transistoren T1-T2 gaan geleiden, waardoor de sturing van de bijbehorende eindtransistor vermindert. De dioden D1 en D2 verhinderen dat de basis/collector-overgangen van de begrenzingstransistoren onder normale omstandigheden in doorlaat ingesteld worden, waardoor signaalvervormingen zouden ontstaan.



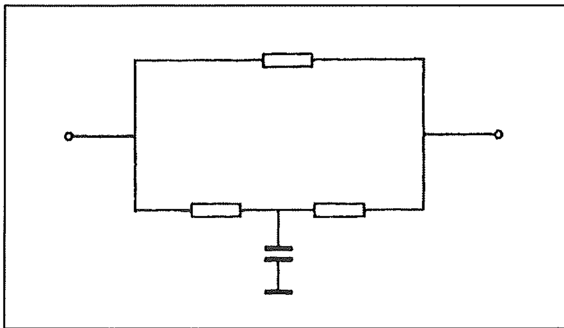
Figuur 3/11.4-20: De beste schakeling voor het beveiligen van de eindtransistoren.

Slotopmerkingen

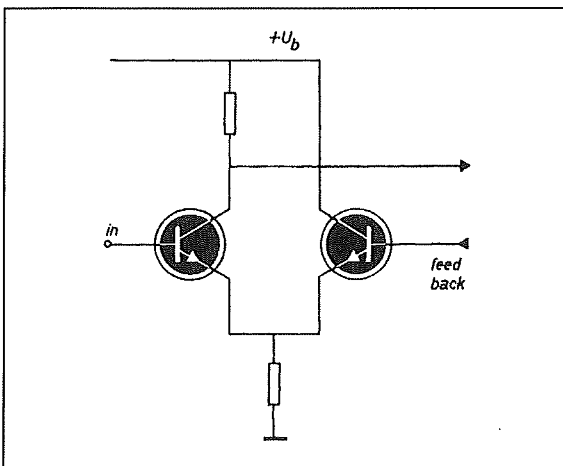
In het voorgaande is gepoogd een handleiding samen te stellen, waarmee het schema van iedere eindtrap ontleedt kan worden. Uiteraard zal iedere versterkerontwerper er een erezaak van maken zijn geesteskind iets individueels mee te geven. Dat dit soms aanleiding geeft tot zeer ingewikkelde en bizarre schakelin-

11.4 De bipolaire transistor als LF vermogensversterker

gen, zal duidelijk zijn. Of dit de kwaliteit en de reproduceerbaarheid van het ontwerp ten goede komt is zeer de vraag. Enige variaties mogen in dit overzicht toch niet ontbreken.
Als de voorversterker gelijkspanningsgekoppeld is met de rest van de schakeling, wordt de terugkoppellus meestal volgens figuur 3/11.4-21 opgebouwd. De bovenste weerstand zorgt voor de signaalterugkoppeling, de onderste onderdelen verzorgen de DC-stabilisatie.

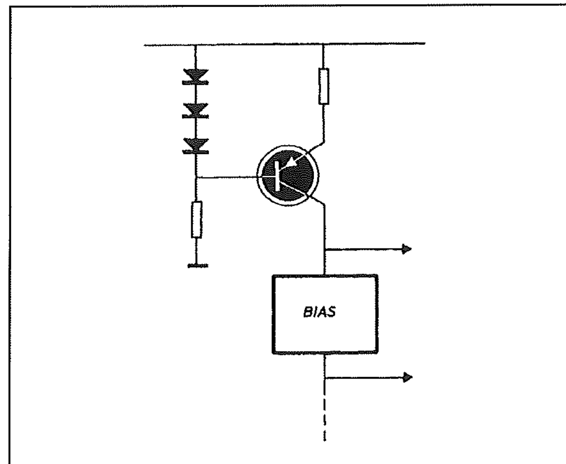


Figuur 3/11.4-21: De uitgebreide terugkoppellus bij DC-gekoppelde voorversterkers.



Figuur 3/11.4-22: In het betere soort eindversterkers wordt de ingangsversterker uitgevoerd als verschilversterker.

Soms wordt de ingangsversterker volgens figuur 3/11.4-22 als verschiltrap uitgevoerd. Aan de ene transistor komt het ingangssignaal, de andere verwerkt de terugkoppeling. Deze schakeling heeft een hoge ingangsimpedantie, die onafhankelijk is van de terugkoppeling.
Tenslotte wordt de bootstrapkring in sommige ontwerpen vervangen door een stroombron, zie figuur 3/11.4-23. De driver krijgt daardoor een zeer hoge collectorimpedantie, waardoor de versterking toeneemt.



Figuur 3/11.4-23: Het vervangen van de bootstrap condensator door een constante stroombron.